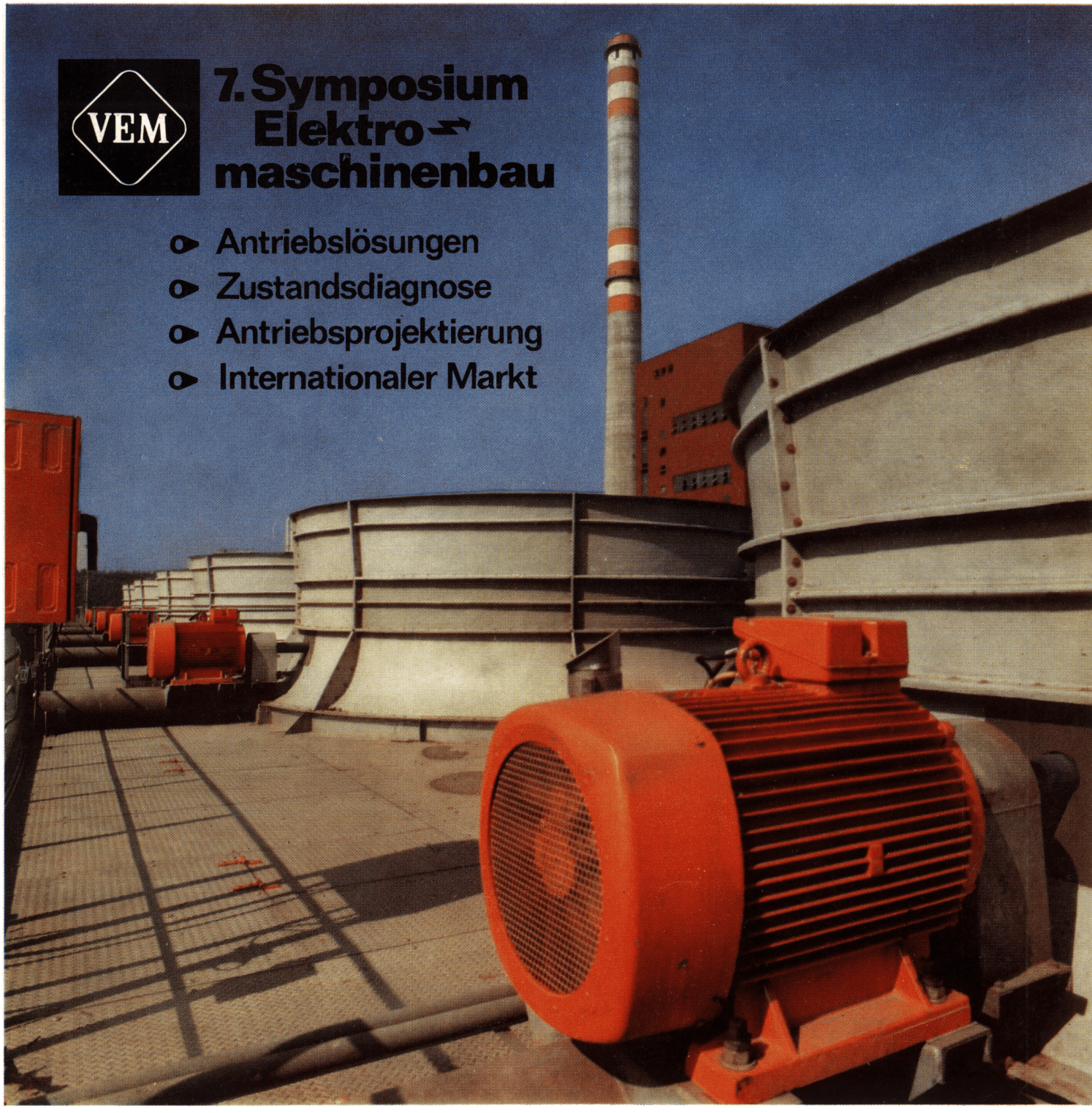
ELEKTRIE 8|86

VEB VERLAG TECHNIK BERLIN · Postverlagsort für DDR Leipzig · EVP 2,50 Mark · ISSN 0013—5399



0120299

Neuerscheinungen

Schaltpläne und Schaltzeichen in der Elektrotechnik/Elektronik

Von Prof. Dr.-Ing. Conrad Markert. 276 Seiten, 103 Bilder, 90 Tafeln, Pappband, DDR 20,— M, Ausland 20,— DM.
Bestellangaben: 5532078/Markert, Schaltpläne

Die wichtigsten Schaltplanarten und die Forderungen an ihre zeichnerische Darstellung werden entsprechend neuesten Standards detailliert behandelt; zusätzlich wird auf Zeichnungsregeln für Leiterplatten und auf die Ausführung von Diagrammen eingegangen. Die wichtigsten Schaltzeichen einschließlich Art, Inhalt, Ausführung und Anordnung werden vorgestellt.
Obwohl das Buch als Lehrbuch gedacht ist, eignet es sich auch gut als Nachschlagewerk.

Zeitdiskrete Steuerungssysteme

Von Prof. Dr.-Ing. Manfred Günther. 300 Seiten, 169 Bilder, 25 Tafeln, Leinen, DDR 30,— M, Ausland 42,— DM.
Bestellangaben: 5536044/Günther, Steuerung

Der ständig zunehmende Einsatz von Mitteln der digitalen Rechentechnik zur Lösung von Automatisierungsaufgaben erfordert in wachsendem Maße vertiefte Kenntnisse über die Beschreibung, die Analyse und den Entwurf zeitdiskreter/digitaler Steuerungs- und Regelungssysteme.
In diesem Fachbuch mit Lehrbuchcharakter werden — aufbauend auf dem Grundwissen zur automatischen Steuerung linearer kontinuierlicher Systeme — die mathematische Beschreibung zeitdiskreter Signale und der Signalübertragung bzw. des Zustandsverhaltens zeitdiskreter Ein- und Mehrgrößensysteme sowie Methoden der Analyse und des Entwurfs zeitdiskreter/digitaler Vorwärtssteuerungen und Regelungen mit Ausgangs- und Zustandsrückführung behandelt. Dem schließt sich die Untersuchung anwendungstechnischer Problemstellungen an, wie sie beim rechnergestützten Entwurf und bei der Realisierung digitaler Regelungen (DDC) auftreten. Die meisten der vorgestellten Methoden werden durch Beispiele und Übungsaufgaben vertieft.

Gestaltungslösungen integrierter Fertigungen

Projektierung und Anwendung von Gestaltungslösungen der Teilefertigung
Herausgegeben von Dr. sc. techn. Klaus Rudolph und Prof. Dr. sc. techn. Siegfried Wirth. 268 Seiten, 67 Bilder, 9 Tafeln, Kunstleder, DDR 37,— M, Ausland 37,— DM.
Bestellangaben: 5532879/Rudolph, Fertigung

Die Vorbereitung des Einsatzes hochproduktiver Anlagen ist ein Aufgabengebiet, bei dem die Einsparung von Arbeitsplätzen sowie die Steigerung der Arbeitsproduktivität im Vordergrund stehen. Das enge Zusammenwirken, d. h. auch die Integration von Verfahrensforschung, Erzeugnisforschung, Konstruktion der Erzeugnisse und Betriebsmittel, Projektierung und Überleitung sowie Investitionstätigkeit werden in bisher nicht praktizierten Dimensionen verlangt. Der daraus entstehenden Forderung für Lehre und Praxis wird in diesem Buch Rechnung getragen.

TECHNIK-WÖRTERBUCH

Robotertechnik

Englisch-Deutsch-Französisch-Russisch. Mit etwa 7000 Wortstellen.

Zusammengestellt von Prof. Dr.-Ing. habil. Erich Bürger unter Mitarbeit von Dipl.-Ing. Günter Korzak. 276 Seiten, Kunstleder, DDR 30,— M, Ausland 48,— DM. Bestellangaben: 5534807/Bürger, Wb. Robotertechnik

Auslieferung in diesen Tagen durch den Fachbuchhandel

VEB VERLAG TECHNIK BERLIN

8|86 ELEKTRIE

40. Jahrgang

Wissenschaftlich-technische Zeitschrift der Elektrotechnik

ISSN 0013-5399

Organ des Fachverbands Elektrotechnik der Kammer der Technik

Die Zeitschrift erhielt die Silberne Ehrenplakette der KDT

Redaktionsbeirat

Vorsitzender:
Prof. Dr. sc. techn. J. Vogel

Mitglieder:
Prof. Dr. sc. techn. S. Altmann · Prof. Dr. sc. techn. H. Böhme · Prof. Dr. sc. techn. P.-K. Budig · Dr. sc. techn. G. Burkhard · Dr.-Ing. D. Flügge · Ober-Ing. K. Friedel · Prof. Dr. sc. techn. J. Hoffmann · Dipl.-Ing. H. Kabisch · Prof. Dr.-Ing. habil. R. Lappe · Prof. Dr.-Ing. Dr.-Ing. e. h. H.-J. Mau · Prof. Dr. phil. habil. G. Mierdel · Dr. rer. nat. K. Möbius · Prof. Dr. sc. techn. E. Muschick · Prof. Dr. sc. techn. V. Pfeiler · Prof. Dr.-Ing. e. h. K. Pommer · Prof. Dr.-Ing. habil. R. Schönfeld · Obering. Dipl.-Ing. N. Wass · Prof. Dr.-Ing. habil. G. Wunsch

Korrespondenten:
Dr.-Ing. K. Hanella, Ilmenau · Dr.-Ing. W. Jordan, Dresden

Titelbild

Der Elektromaschinenbau der DDR hat seinen Exportanteil in den letzten Jahren bedeutend entwickelt. Die Erzeugnisse verkörpern wissenschaftlich-technisches Spitzenniveau und eine gleichbleibend hohe Qualität. Unser Bild zeigt eines der modernsten europäischen Zellstoffwerke in Paskov (ČSSR), das von der österreichischen Firma Maschinenfabrik Andritz komplett mit VEM-Motoren aus dem VEB Kombinat Elektromaschinenbau ausgestattet worden ist.
Foto: P. Steffen, Graz

VEB VERLAG TECHNIK BERLIN

Träger des Ordens Banner der Arbeit

Inhaltsverzeichnis

Seite

Aktuelle Information 282

Reiche, H.
7. Symposium Elektromaschinenbau 283

Fachaufsätze

Rauch, M.; Kühne, E.
Optimierung der Ansteuerung von Schrittmotoren 284

Zimmermann, R.
Drehmomentenbildung bei stromrichtergespeisten Asynchronmaschinen 288

Bayer, H.
Zur Funktionsweise von Kompoundierungseinrichtungen bürstenloser Drehstrom-Synchrongeneratoren 291

Börner, G.; Eberhardt, M.; Berthold, V.
Zur Beurteilung des Langzeitverhaltens der Wicklungsisolierung von Niederspannungs-Asynchronmaschinen 295

Biesenack, H.; Andrae, U.; Neundorf, R.
Zur konstruktiven Gestaltung von Lagerschilden elektrischer Maschinen unter Beachtung der Wärmeabgabe 298

Zimmermann, R.
Fourieranalyse der Spannungen und Ströme an der mit Zwischenkreisumrichter gespeisten Asynchronmaschine 300

Neundorf, R.; Zeise, M.
Mikrorechnergestütztes Meßwerterfassungssystem für elektrische Maschinen 305

Schumann, R.; Jahn, L.
Berechnung des Einflusses der Textur auf die Koerzitivfeldstärke polykristalliner Dauermagnete 306

Umschau

Dissertationen 310

Fachtagungen 312

Kurzberichte 313

Zeitschriften 316

Bücher 317

AKTUELLE INFORMATION

Informationstechnik und Theoretische Elektrotechnik/Physik und Technik elektronischer Bauelemente

32. Internationales Wissenschaftliches Kolloquium

Zeit: 26. bis 30. Oktober 1987
Ort: Ilmenau
Veranstalter: Technische Hochschule Ilmenau, PSF 327

Inhaltliche Schwerpunkte:

Theoretische Elektrotechnik (A 1)

Elektromagnetische Felder
- Theorie des elektromagnetischen Feldes und analytische Lösungsverfahren
- Numerische Methoden/Software-Entwicklungen
- Anwendungen in Elektrotechnik/Elektronik und Biomedizin

Elektrische Netzwerke/Systeme
- Netzwerktheorie
- Modellierung und Simulation nichtlinearer Netzwerke/Systeme
- Analyse und Synthese linearer und nichtlinearer Netzwerke/Systeme mit konzentrierten und verteilten Parametern
- Analyse zeitdiskreter Netzwerke/Systeme

Neue physikalische Effekte
- Beschreibung und Anwendung in der Elektrotechnik/Elektronik
- Modellierung/Simulation zur Anwendung (Josephson-Tunnelelemente, Quanten-Hall-Effekt u. a.)
- Theorie und Anwendung mikromagnetischer Phänomene

Theorie und Einsatz elektromechanischer Systeme
- Elektromechanische Antriebe und ihre Steuerung
- Dynamische Analyse/Bewegungsoptimierung

Schaltungstechnik und elektronische Meßtechnik (A 2)

Entwurf von Zellen-Array- und Standardzellenschaltkreisen
- Technologien
- Masterstrukturen (Zellenbibliothek)
- Entwurfssoftware

Digitale Signalverarbeitung
- Zeitdiskrete Netzwerke, Digitalfilter
- Neue Algorithmen der digitalen Signalverarbeitung
- Signalprozessoren

Rechnerunterstützte Meßwertverarbeitungssysteme
- Anwendung neuer Meßprinzipien
- Meßcomputersysteme
- Algorithmen der Meßdatenverarbeitung

Nachrichtentechnik (A 3)

Nachrichtentheorie

Lichtwellenleiter-Übertragungstechnik
- Digitale Übertragung mit hoher Bitrate
- Entwurf und Realisierung von Baugruppen für breitbandige Systeme
- Heterodyn- und Homodynempfang

Lokale Kommunikationsnetze
- Systementwurf und Realisierung
- Dienstintegration und Übergang in das öffentliche Netz
- Zuverlässigkeit und Funktionssicherung

Mikrowellentechnik (A 4)

Mikrowellenschaltungen
- Analyse, Entwurf (CAD) und Realisierung von Schaltungen und Bausteinen

Felder und Wellen auf Leitungen und an Bauelementen
- Berechnung von Wellenfeldern auf Leitungsstrukturen, an Inhomogenitäten und Anisotropien
- Algorithmen zur Berechnung der Streumatrix und von Ersatzschaltbildgrößen

Mikrowellenmeßtechnik
- Messung und Prüfung von Bauelemente- und Schaltungskennwerten und von Werkstoffkenngrößen
- Radiometer
- Messung nichtelektrischer Größen
- Rechnereinsatz in Mikrowellenmeßgeräten

Anwendungen der Mikrowellentechnik
- Richtfunk- und Satellitenfunktechnik
- Fernerkundung
- Prozeßmeßtechnik
- Erwärmung mit Mikrowellen

Konstruktive und technologische Probleme elektronischer Funktionsblöcke (A 5)

Rechnergestützte Konstruktion in der Elektroniktechnologie
- Rechnergestützter Leiterplattenentwurf
- Rechnergestützter Entwurf von Hybridschaltkreisen

Hybridtechnologie
- Dickschichttechnologie
- Montagetechnologien für SMD-Bauelemente in Hybridschaltkreisen und auf Leiterplatten
- Anwendungsbeispiele

Elektroniktechnologie
- Anwendung der Bildverarbeitung in der Elektroniktechnologie
- Prüftechnologie
- Verbindungstechnologien

Ausgewählte Probleme der Informationstechnik (A 6)

Bildverarbeitung und visuelle Inspektion
- Systemkonzepte
- Vorverarbeitung, Merkmalsextraktion, Klassifikation, Verfahren und Methoden
- Spezialprozessoren

Akustische Signalerkennung
- Systemkonzepte
- Vorverarbeitung und Merkmalsextraktion
- Anwendungsbeispiele zur technischen Diagnostik und Spracherkennung

Computerunterstützter Unterricht
- Erfahrungen beim Einsatz rechentechnischer Mittel zur Unterstützung der Lehre
- Rechnerunterstütztes Aufgaben- und Problemlösen, Verfahren und Methoden

Halbleiter- und Isolatorphysik (B 1)

Oberflächen, Grenzflächen
- Atomare und elektronische Strukturen von Oberflächen
- Halbleiter — Isolator — Grenzfläche
- Halbleiter — Halbleiter — Grenzfläche
- MOS-Systeme und Inversionsschichten

Optische und Transporteigenschaften
- Optische Eigenschaften von Grenzflächen und dünnen Schichten
- Transporteigenschaften im Halbleiter- und Isolatorvolumen
- Spezielle Transportprobleme (ballistischer Transport-, Inversionskanal)

Materialprobleme der Mikroelektronik, Defekte, Störstellen
- Silizium
- GaAs und andere Verbindungshalbleiter
- Analysemethoden (EPR, AES, SIMS u. a.)

Entwurf, Wirkprinzipien, Technologien und Meßverfahren für mikroelektronische Bauelemente und Schaltkreise (B 2)

Schaltkreisentwurf
- Logikanalyse
- Netzwerkanalyse (einschließlich Bauelementemodelle)
- Layoutentwurf, -kontrolle
- Verifikation (Layout — Netzwerk, Netzwerk — Logik)

Wirkprinzipien in Bauelementen und Schaltkreisen
- Kurzkanal-MIS-Technik
- Speichertechnik
- Leistungsmikroelektronik
- GaAs-Bauelemente und -Mikroelektronik
- Akustoelektronik

Technologien für Bauelemente und Schaltkreise
- Verfahren zur Herstellung von Isolatorschichten und deren Eigenschaften
- Herstellung und Eigenschaften von Gateelektroden und Leitbahnsystemen
- Moderne Verfahren der Strukturierung
- Modellierung und Simulation technologischer Prozesse

Meßverfahren und Technologiekontrolle
- Meß- und Analysemethoden für Bauelementestrukturen
- Physikalisch-chemische Verfahren der Technologiekontrolle
- Teststrukturen
- Zuverlässigkeit, Ausbeute

Werkstoffprobleme der Mikroelektronik und ihre Analysemethoden (B 3)

Phasenumwandlung und Platzwechselvorgänge
- Silizide (Bildungsmechanismen, Eigenschaften)
- Dünnschichtdiffusion, Diffusionsbarrieren
- Elektromigration

Kontaktierung
- Drahtbondkontakte
- Flächenkontakte
- Kontaktfenster Halbleiter/Metall

Werkstoffprobleme der VLSI-Technik

Lichttechnik und Optoelektronik (B 4)

Erzeugung optischer Strahlung
- Lampen- und Strahlerentwicklung, Technologie
- Vorschaltgeräte
- Entwicklungstendenzen

Messung optischer Strahlung
- Meßtechnik bei optoelektronischen Bauelementen und Lampen
- Meßtechnik für Leuchten und Beleuchtungssysteme
- Strahlungsempfänger, optoelektronische Bauelemente, Solarzellen, Wirkprinzipien, Eigenschaften und Technologien

Lichtanwendung
- Energetische Aspekte
- Informationsanwendungen

Anfragen

Technische Hochschule Ilmenau, 32. IWK
B. Friedrich, Ilmenau EA 2230

7. Symposium Elektromaschinenbau

Schritte und Wege zum Angebot optimaler Antriebslösungen — das ist das Motto der zentralen Veranstaltung der Forscher, Entwickler, Ökonomen und Absatzexperten des VEB Kombinat Elektromaschinenbau am 9. und 10. September 1986 in Leipzig.

Dieses Thema ist wohlüberlegt gewählt und aktuell.

Der Elektromaschinenbau der DDR, im eigenen Land im Sinne höchster volkswirtschaftlicher Effektivität absolut spezialisiert auf die Herstellung rotierender elektrischer Maschinen, hat seinen Exportanteil in den letzten Jahren bedeutend entwickelt. Er wurde vor allem durch das in seinen Erzeugnissen verkörperte wissenschaftlich-technische Spitzenniveau und durch die gleichbleibend hohe Erzeugnisqualität zu einem international geachteten Partner bei Verwirklichung von kleinen und auch großen, komplexen Antriebsaufgaben. Um dieses Ansehen zu gewinnen, ist aber Erzeugnisqualität allein nur eine notwendige, nicht die hinreichende Bedingung: die im Vergleich zur internationalen Konkurrenz höhere Verfügbarkeit eines großen Erzeugnissortiments in allen Teilen unserer benachbarten Industriestaaten und die „ultraschnelle Beseitigung von Havarien", wie es die VEM-Generalvertretung in Frankreich, die Firma Sermes, ausdrückt, sind die entscheidenden Voraussetzungen für die Behauptung der Erzeugnisse des Elektromaschinenbaus auf dem internationalen Markt. Das erreichte Ansehen ist eng mit dem Qualitätsanspruch bedeutender Unternehmen verbunden, die VEM-Motoren und Generatoren in ihren Anlagen einsetzen.

Es ist eines der Anliegen[1]) des 7. Symposiums, den an der Entwicklung und Herstellung elektrischer Maschinen beteiligten Ingenieuren und Ökonomen das Bewußtsein weiter zu stärken, mit ihren hohen Leistungen zum Exporterfolg des Kombinats beizutragen.

Das Hauptanliegen des Symposiums ist jedoch wichtigen Verpflichtungen gewidmet, die sich aus dem Erhalt und der Verbesserung der Exportfähigkeit ergeben. Vom Elektromaschinenbau wird in Zukunft eine höhere Aktivität bei der Gestaltung der gesamten Antriebslösung erwartet. Es wird nicht mehr genügen, Antriebskomponenten, also Motoren, Getriebe, Kupplungen und Bremsen, mit hoher Qualität anzubieten. Die leistungs- und regelelektronischen Komponenten müssen einbezogen und Antriebslösungen im Komplex geboten werden. Es ist heute ganz selbstverständlich, daß das dazu notwendige Expertenwissen möglichst schnell, d.h. unter Nutzung der dezentralen Rechentechnik, dem Anwender zur Verfügung gestellt wird. Hier ist die schnelle Verfügbarkeit des Wissens, so wie die Verfügbarkeit eines breiten Sortiments an Erzeugnissen, von ausschlaggebender Bedeutung.

Das 7. Symposium wird Gelegenheit geben, die skizzierten Schritte und Wege zur Verbesserung des Angebots von Antriebslösungen mit den Partnern in der Volkswirtschaft der DDR, die ja in vielen Fällen selbst erfolgreiche Exporteure von Industriegütern und -anlagen sind, ausführlich hinsichtlich ihrer Wirksamkeit zu beraten. Mit Recht ist zu vermerken, daß die Anwendung rechentechnisch aufbereiteter Methoden zur Antriebsgestaltung vielen Partnern des Elektromaschinenbaus eine wesentliche Hilfe geben könnte. Gleichzeitig kann die Verbindung zu den in der DDR ebenfalls stark spezialisierten Herstellern weiterer Antriebskomponenten, zu den Herstellern leistungselektronischer Stellglieder und denen der Schutz-, Steuer- und Regeltechnik geknüpft werden.

Auf dem 7. Symposium wird zum wiederholten Male über die Bedeutung der Zustandsüberwachung von Antrieben gesprochen werden. Heute müssen die Forscher des Elektromaschinenbaus, die moderne Diagnosemittel in die Antriebstechnik einführen wollten, konstatieren, daß die Ökonomie des Einsatzes dieser Technik, die insbesondere bei der Vermeidung großer Folgeschäden bei unerwartetem Ausfall von Antrieben, bei der Verringerung der Reparaturleistungen und bei der Erhöhung der Verfügbarkeit elektrischer Antriebe eintritt, bei den Anwendern zu keinen klaren Entscheidungen zur Unterstützung dieser Entwicklungslinie geführt haben. Das ungleich höhere internationale Interesse an der Zustandsüberwachungstechnik sollte Anlaß zu weitergehenden Überlegungen sein.

An das 7. Symposium werden sowohl von seiten des Veranstalters, der Leitung des VEB Kombinat Elektromaschinenbau und des KDT-Aktivs im Kombinat als auch von seiten der Teilnehmer mit Recht hohe Erwartungen gestellt. Sie können allerdings nur erfüllt werden, wenn beide Seiten aus der Verantwortung für die rationelle und sichere Gestaltung der Antriebstechnik heraus in Vorträgen und Diskussionsbeiträgen eine große Aktivität und Bereitschaft zur Auseinandersetzung entfalten.

EA 2250

Von
Dr.-Ing. habil. Hans Reiche
Vorsitzender des KDT-Aktivs
im VEB Kombinat Elektromaschinenbau
Dresden

[1]) Zur inhaltlichen Zielstellung des 7. Symposiums Elektromaschinenbau
siehe: AKTUELLE INFORMATION.
ELEKTRIE, Berlin 40 (1986) 7, S.242.
Die Redaktion

Optimierung der Ansteuerung von Schrittmotoren

M. Rauch, KDT; E. Kühne; Karl-Marx-Stadt

Verwendete Formelzeichen

F_{ges}	Gesamtkraft
F_j	Magnetkraft des Systems j
F_{Kj}	Kippkraft des Systems j
$F_{K\,I}$, $F_{K\,II}$	Kraftgrenzwerte
F_R	Reibkraft
I_I, I_{II}	Stromgrenzwerte
i_j	Strom im System j
j	Nr. des SM-Systems
k	Dämpfungszahl
L_j	Induktivität des Systems j
m	Zahl der SM-Systeme
m_M	zu bewegende Masse
R	Widerstand
SM	Schrittmotor
t	Zeit
U_B	Betriebsspannung
v, $\dot{x}$	Geschwindigkeit
x	Weg
x_0	Stellung des Magnetfeldes
$\ddot{x}$	Beschleunigung
x_K	konstruktive Schrittweite
x_L	Lastweg
x_T	Zahnteilung
ψ_j	Magnetfluß im System j

Antriebssysteme bestimmen wesentlich die Leistungsparameter von Geräten. Der vorliegende Beitrag soll Möglichkeiten aufzeigen, wie die Ansteuerung von Schrittmotoren (SM) so verbessert werden kann, daß sich ein optimales Laufverhalten ergibt. Ein wesentlicher Qualitätssprung ist durch Einführung einer Rückkopplung möglich. Es werden Maßnahmen genannt, wie ein Betrieb von reaktiven Linear-Schrittmotoren in offener Steuerkette erfolgen muß, um ein optimales Laufverhalten zu erzielen. Weiterhin werden praktisch erprobte Lösungen eines rückgekoppelten Systems erläutert. Die Darlegungen sind auf alle Schrittmotortypen verallgemeinerbar.

1. Mathematische Beschreibung eines reaktiven Linear-*SM*

Für die mathematische Beschreibung von Schrittantrieben sind eine Reihe von Modellen bekannt, die elektrische, magnetische und mechanische Einflußgrößen berücksichtigen (*Dittrich* [1], *Schatter* [2], *Meyringer* [3]). Bei Verwendung eines einfachen Schalters für die Erregung der Systeme (Bild 1) ergibt sich

$$U_B = i_j(t)\,R + \frac{\mathrm{d}\,\psi_j}{\mathrm{d}\,t}. \tag{1}$$

Die Berechnung der Kraft erfolgt im linearen Bereich über die Zugkraftformel

$$F_j = \frac{i_j}{2}\,\frac{\mathrm{d}\,L_j(x)}{\mathrm{d}\,x}. \tag{2}$$

Im praktischen Einsatzfall kommt es jedoch bei größeren Strömen zu Sättigungserscheinungen des Eisenkreises, so daß Gl. (2) nur für den Teilbereich $0 \leqq i_j \leqq I_I$ Gültigkeit besitzt (Bild 2). Für $I_I < i_j \leqq I_{II}$ existiert nur noch eine lineare Abhängigkeit zwischen Strom und Kraft. Der Bereich oberhalb I_{II} soll aus Gründen des Wirkungsgrades vermieden werden.
Unter den Voraussetzungen konstanten Luftspalts, gleicher Teilung von Läufer und Stator, rechteckiger Zahngeometrie, daß das Verhältnis von Zahnlücke und Zahnbreite im Bereich 0,35 ··· 0,7 bleibt

Prof. Dr. sc. techn. *Manfred Rauch* ist Stellvertreter des Sektionsdirektors für Forschung an der Technischen Hochschule Karl-Marx-Stadt, Sektion Informationstechnik. Dipl.-Ing. *Eckart Kühne* ist wissenschaftlicher Mitarbeiter an der Akademie der Wissenschaften der DDR, Institut für Mechanik.

Bild 1
Ersatzschaltbild des elektromagnetischen Teilsystems

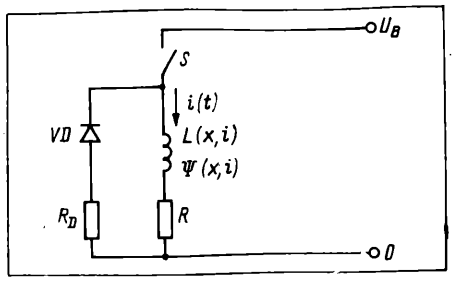


Bild 2. Prinzipielle Stromabhängigkeit von Kraft und Fluß

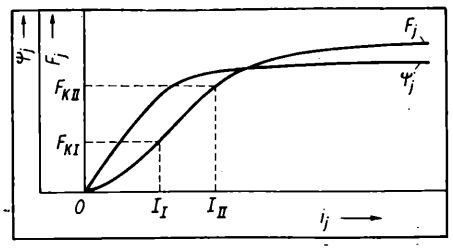
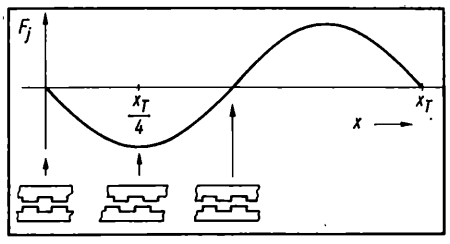


Bild 3. Prinzipieller Verlauf der Kraft F_j in Bewegungsrichtung in Abhängigkeit des Weges



(*Sesselmann* [4], *Čilikin* [7]), ergibt sich für die Magnetkraft in Abhängigkeit vom Weg der sinusförmige Verlauf (Bild 3)

$$F_j = -F_{Kj}\sin\left[\frac{2\pi}{x_T}\,(x - \mathrm{j}\,x_K)\right]. \tag{3}$$

Bild 4 zeigt das Kennlinienfeld eines SM mit 3 Systemen durch die Überlagerung der Einzelkräfte

$$F_{ges} = -\sum_{j=0}^{m-1} F_j. \tag{4}$$

Die Kraft wird dann maximal, wenn zwischen elektrisch bestimmter Ruhelage und der Stellung des Motors ein Lastweg

$$x_L = \frac{1}{4}\,x_T \tag{5}$$

eingestellt wird. Das Ansteuerregime muß gewährleisten, daß im Mittel dieser Lastweg eingehalten wird, sofern eine maximale Fortbewegungskraft gefordert wird.
Für das mechanische Teilsystem gilt

$$F = m_M\,\ddot{x} + k\,\dot{x} + F_R\,\mathrm{sign}\,\dot{x}. \tag{6}$$

Bedingt durch die endliche Stromänderungsgeschwindigkeit muß der SM-Musterwechsel eher erfolgen, als aus Bild 4 entnehmbar. Damit wird gewährleistet, daß die von jedem SM-System erzeugte Kraft maximal wird (*Kiehnscherf* [5]).

2. Ansteuerung in offener Steuerkette

Ein Bewegungsvorgang kann in 4 Phasen eingeteilt werden, an die folgende Anforderungen gestellt werden:

- Hochlaufphase mit maximal möglicher oder vorgegebener Beschleunigung
- Gleichlaufphase mit konstanter Geschwindigkeit und minimalem Energieverbrauch
- Bremslaufphase mit maximaler oder vorgegebener Verzögerung
- kurze Ausschwingphase nach Erreichen der Zielposition.

Entsprechend den in der Tafel 1 angegebenen Ansteuerkonzepten können sie nur z. T. realisiert werden. Die beiden erstgenannten Konzepte sind die bisher am weitesten verbreiteten. Sie führen jedoch zu folgenden Nachteilen:

- die Positionierzeit kann nicht minimal werden
- der SM muß überdimensioniert werden

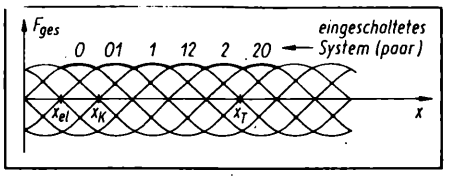


Bild 4. Kennlinienfeld eines Linearschrittmotors mit drei Systemen

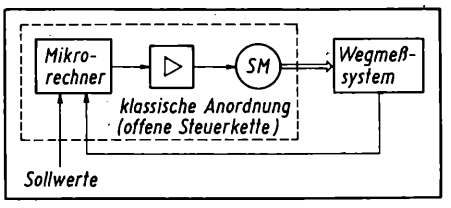


Bild 5. Anordnung zur Wegrückkopplung (geschlossener Regelkreis)

Bild 7. Übersicht über Regelungsmöglichkeiten der Gleichlaufphase

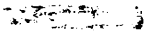
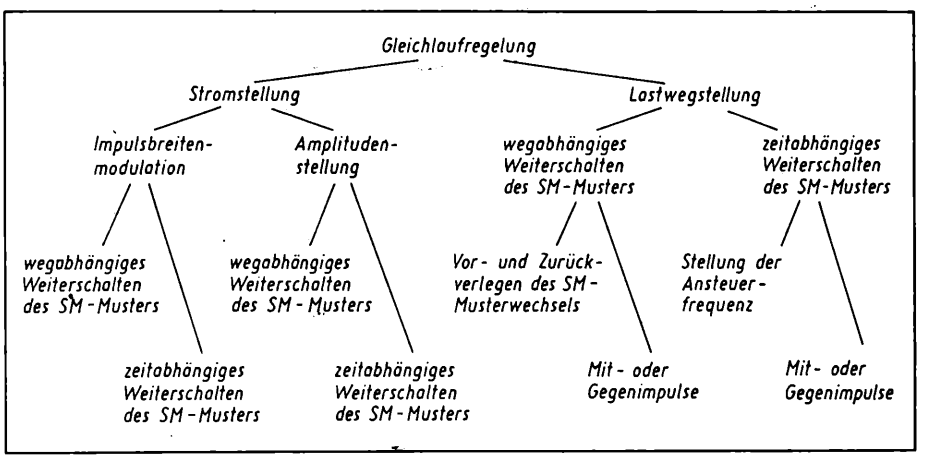
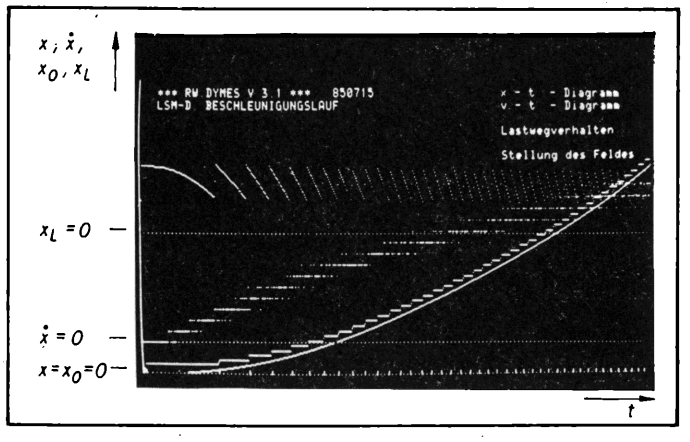


Bild 6. Lastweg, Geschwindigkeit, Stellung des Magnetfeldes und Weg (v. o. n. u.) im Beschleunigungslauf

Tafel 1. Ansteuerkonzepte

Konzept	Charakteristik	Bemerkungen
Zeitsteuerung	f = konstant	wegen konstanter Ansteuerfrequenz nur maximal Start-Stopp-Frequenz möglich
optimierte Zeitsteuerung	vorgegebenes $f(t)$-Regime	Betrieb auch mit hohen Frequenzen möglich, aber Sicherheitsreserve nötig
meßgrößenabhängige Ansteuerung	Selbststeuerung in Abhängigkeit einer Meßgröße	Betrieb mit verbesserten dynamischen Kenngrößen durch Rückkopplung möglich, keine Sicherheitsreserve nötig
partielle meßgrößenabhängige Ansteuerung	meßgrößenabhängige Taktierung unter Berücksichtigung von Nebenbedingungen	Es können vorgegebene und durch Regelung überwachte Beschleunigungszeit-, Geschwindigkeitszeit- bzw. Weg-Zeit-Verläufe unter Berücksichtigung von speziellen Optimierungskriterien realisiert werden





— Schrittfehler werden nicht erkannt
— die Geschwindigkeit des Motors kann nicht entsprechend seiner tatsächlichen Größe korrigiert werden, sondern schwankt um einen mittleren Wert
— bei sehr niedriger Geschwindigkeit ist überhaupt kein günstiger Lauf mehr möglich.

Durch die folgend aufgeführten speziellen Maßnahmen sind Verbesserungen möglich:

— Für die Gleichlaufphase wird entsprechend Gl. (4) und Gl. (6) ein geringerer Lastweg oder entsprechend Gl. (2) ein kleinerer Strom benötigt. Die Veränderung des Lastweges kann durch einen verlängerten Schritt beim Übergang in den Gleichlauf oder/und durch einen Schritt des Magnetfeldes entgegen der Bewegungsrichtung erfolgen.
— Eine kleine bewegte Masse erfordert nach Gl. (6) geringe Kräfte in der Beschleunigungs- und Bremsphase.
— Kippkraft nur so groß, wie zur Überwindung der Gegenkräfte notwendig ist (evtl. Stromreduzierung im Gleichlauf).
— Optimierung der Reib- und anderen Dämpfungseinflüsse (möglichst beschleunigungsabhängig und schaltbar).
— Feinschrittsteuerung mit der Zielstellung, durch eine kontinuierliche Weiterbewegung des Magnetfeldes mit konstanter Kippkraft die Schwingungsanregung zu reduzieren.

3. Geregelter *SM* durch Einführung einer Rückkopplung

Durch eine Rückkopplung ergeben sich weitere Verbesserungen. Wegen des somit notwendigen Meßsystems wird zwar der prinzipielle Vorteil eines *SM* gegenüber herkömmlichen Gleich- und Wechselstrommotoren beseitigt, auch in offener Steuerkette arbeiten zu können, es lassen sich jedoch völlig neue Ergebnisse erreichen. Der wesentliche Vorteil der DA-Wandlung durch den Motor, wie er bei modernen mikroelektronischen Baugruppen benötigt wird, bleibt erhalten. Neben der Erfüllung aller im Abschnitt 2. genannten Forderungen lassen sich auch die dort genannten Nachteile der offenen Steuerkette beseitigen.

3.1. Meßgrößenauswahl

Die Größen für eine Rückkopplung müssen folgende Forderungen erfüllen:

a) leicht meßbar
b) unempfindlich gegenüber Störungen
c) ohne nennenswerte Zeitverschiebung und leicht auswertbar
d) es muß ein dynamisches Vorhaltemaß realisierbar sein (vgl. Abschnitt 1.)
e) Schrittfehler müssen ausgeschlossen werden können
f) alle weiter oben genannten Forderungen an das Laufverhalten müssen erfüllbar sein.

Für eine Rückkopplung können folgende Meßgrößen verwendet werden:

— *Geschwindigkeit:* die Forderungen d), e) und f) sind nicht erfüllbar.
— *Induktivität*; *Stromänderungsgeschwindigkeit:* Die Induktivität ändert sich in Abhängigkeit der Stellung des Läufers gegenüber dem Stator, weil sich der Luftspalt ändert. Bedingt durch die Sättigungserscheinungen gilt jedoch $L = L(i, x)$, so daß die Forderungen b), c) und f) nur teilweise erfüllbar sind.
— *Beschleunigung:* Kraft- und Beschleunigungsverlauf sind qualitativ ähnlich. Bedingt durch die Lagerungsunebenheiten und dynamische Kraftreduzierung sind die Forderungen b), c), d) und f) nicht erfüllbar.
— *Weg:* Wie bereits beschrieben, ist die Stellung des Läufers gegenüber dem Stator die Meßgröße, die die genauesten und eindeutigsten Informationen zur optimalen Ansteuerung des *SM* ent-

hält. Außerdem können Störungen das Meßergebnis kaum verfälschen. Je nach geforderter Auflösung ist die Forderung a) nur bedingt erfüllbar.

Aus der Literatur sind einige Angaben zum rückgekoppelten Betrieb von *SM* bekannt, ohne jedoch den gesamten Bewegungsvorgang zu regeln (*Kiehnscherf* [5], *Neundorf* [6]). Im folgenden werden praktisch erprobte Regelalgorithmen für alle vier Bewegungsphasen unter Verwendung des Weges als Meßgröße dargestellt. Die Auflösung beträgt 4 Inkremente je elektrischem Schritt und stellt einen Kompromiß zwischen Aufwand und erreichbaren Ergebnissen dar. Bild 5 zeigt den Versuchsaufbau.

3.2. Beschleunigungslauf

Soll während der Hochlaufphase maximal beschleunigt werden, muß entsprechend Bild 4 in den Schnittpunkten der Kraftkurven das *SM*-Muster umgeschaltet werden. Ist die geforderte Geschwindigkeit erreicht, wird in den Algorithmus zur Gleichlaufregelung übergewechselt. Eine Kontrolle des zurückgelegten Weges sichert den rechtzeitigen Übergang in die Bremsphase. Die Länge des Bremsweges kann rechnerisch oder experimentell ermittelt werden. Die Umschaltung des *SM*-Musters erfolgt weggesteuert unter Berücksichtigung des notwendigen dynamischen Lastweges. Bild 6 zeigt eine Aufnahme des Bewegungsverhaltens.

3.3. Gleichlauf

Die Gleichlaufregelung stellt eine wesentlich schwierigere Aufgabe dar, als die der anderen Phasen. Das liegt in folgendem begründet:

- Bei niedriger Geschwindigkeit kann sich die Geschwindigkeit des Motors innerhalb eines Schrittes relativ stark ändern.
- Bei hohen Geschwindigkeiten spielen zunehmend Programmlaufzeiten eine Rolle.
- Je nach Auflösung, Genauigkeit und Meßprinzip des Wegmeßsystems steht zum Zeitpunkt der Auswertung nur ein mehr oder weniger „veralteter" und fehlerhafter Meßwert zur Verfügung.

Aus diesen Gründen bedarf es verschiedener sich ergänzender Maßnahmen, um eine gute Geschwindigkeitskonstanz zu erhalten. Ein wesentlicher Faktor ist, daß nach Erreichen der Gleichlaufsollgeschwindigkeit der ihr entsprechende Lastweg und/oder Strom eingestellt wird, damit nur so viel Kraft erzeugt wird, wie zur Fortbewegung benötigt wird. Die Reduzierung des Stromes stellt die energiesparendere Maßnahme dar, erfordert aber meist Hardwareunterstützung. Die Verringerung des Lastweges kann durch ein Durchfahren der zur Zeit aktiven *SM*-Kennlinie oder durch Einschieben eines magnetischen Rückschrittes und anschließendes Korrigieren des Restfehlers erfolgen.
Maßnahmen, die beim Aufbau des Gleichlaufregelalgorithmus berücksichtigt werden müssen, sind neben den bereits genannten:

- Die Stellgröße darf sich nur innerhalb eines gewissen Intervalls ändern.
- Beim Wiedererreichen der Sollgeschwindigkeit ist zwangsweise auf die Optimalwerte zu schalten.
- Eine Trendberechnung der Geschwindigkeit sichert, daß die Stellgröße nicht weiter verändert wird, wenn sich die Geschwindigkeit wieder dem Sollwert nähert.
- Bei nur geringer Auflösung des Meßsystems wird bei sehr niedriger Sollgeschwindigkeit vorzeitig in den Gleichlauf gewechselt, um eine starke Geschwindigkeitsspitze zu vermeiden.

Im Bild 7 sind Regelungsmöglichkeiten gegenübergestellt. Bei der Stromstellung wird mit maximalem Lastweg gearbeitet und bei der Lastwegstellung mit maximalem Strom. Als ungünstig haben sich das Vor-/Zurückverlegen des *SM*-Musterwechsels und die Stellung der Ansteuerfrequenz erwiesen. Eine reine Stromstellung ist ebenfalls ungünstig, da keine bremsenden Kräfte erzeugt werden können, um eine zu große Geschwindigkeit schnell abzubauen. Das wirkt sich sehr negativ bei niedriger Sollgeschwindigkeit aus. Für sie ist eine kombinierte Lastweg-Strom-Stellung anzuwenden, wie sie Tafel 2 zu entnehmen ist. Die Entscheidung, ob die Grundtaktierung weg- oder zeitgesteuert erfolgt, bleibt dem konkreten Einsatzfall vorbehalten. Zeitsteuerung sichert eine im Mittel korrekte Geschwindigkeit, bedarf aber einer Kontrolle des sich einstellenden Lastweges. Wegsteuerung sichert, daß Schrittfehler nicht auftreten können.
Bild 8 zeigt eine Aufnahme von Bewegungsvorgängen verschiedener Gleichlaufgeschwindigkeiten.

Tafel 2. Optimierte Geschwindigkeitsregelung (Veränderung gegenüber Normalzustand bei korrekter Momentangeschwindigkeit)

Momentangeschwindigkeit	Sollgeschwindigkeit größer als Grenzgeschwindigkeit	Sollgeschwindigkeit kleiner als Grenzgeschwindigkeit
zu groß	Strom erniedrigen	Strom erhöhen und Lastweg im Bremsbereich verringern
zu klein	Strom erhöhen	Strom erhöhen

Bild 8. Beschleunigungs- und Gleichlauf mit etwa 35-, 15- und 8facher Resonanzfrequenz

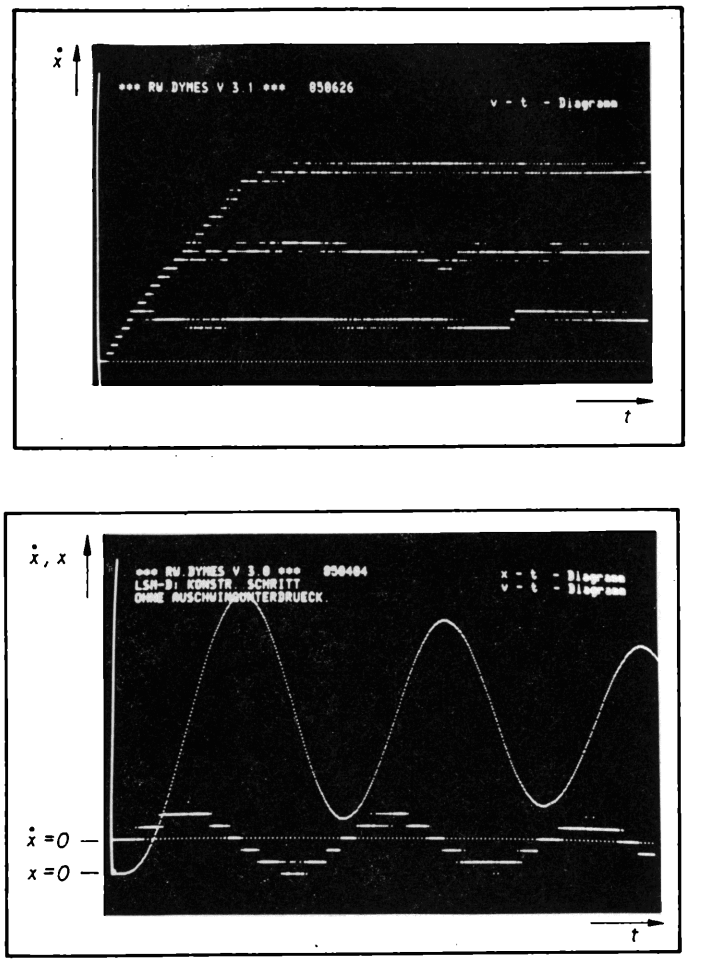
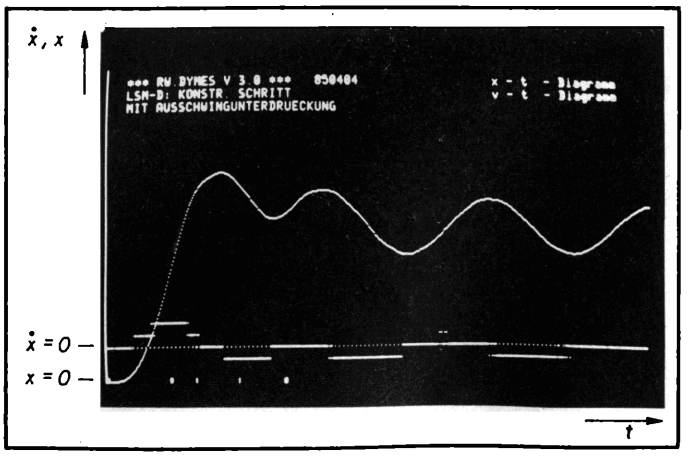


Bild 9. Weg, Geschwindigkeit und Kennzeichnung jedes Musterwechsels (v.o.n.u.) ohne (oberes Foto) und mit (unteres Foto) Ausschwingunterdrückung nach einem konstruktiven Schritt



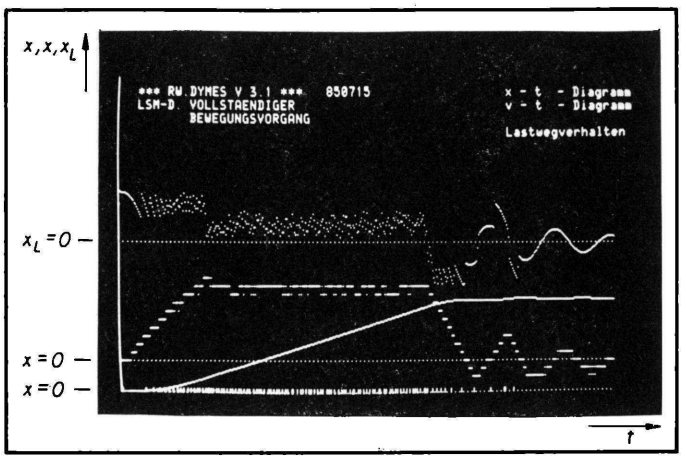


Bild 10. Lastweg-, Geschwindigkeits- und Weg-Zeit-Verhalten (v.o.n.u.) in einem vollständigen Positioniervorgang

3.4. Bremslauf

Der Bremslauf ist analog zum Beschleunigungslauf organisiert. Wichtig ist, daß beim Erreichen der Endposition auf das ihr entsprechende *SM*-Muster geschaltet wird. Sollte der vor Bremsbeginn festgelegte Bremsweg zu groß oder zu klein gewesen sein, müssen gesonderte Programmstücke den *SM* mit Start-Stopp-Frequenz zeitgesteuert ins Ziel führen.

3.5. Ausschwingunterdrückung

Nach Ausgabe des der Endposition entsprechenden *SM*-Musters gilt es, den Motor möglichst schnell zur Ruhe zu bringen bzw. die Restschwingung auf ein vorgegebenes Intervall zu beschränken. Um die Schwingung schnell abzubauen, sind Reibkräfte und beschleunigungsabhängige Dämpfer nur bedingt geeignet. Ohne Zusatzhardware kann durch Aktivierung von *SM*-Kennlinien, die Kräfte entgegen der Bewegungsrichtung erzeugen, das gleiche Ziel erreicht werden. Dabei darf das dämpfende *SM*-System(paar) maximal so lange eingeschaltet bleiben, bis

a) die Geschwindigkeit Null geworden ist oder
b) die Kraft nicht mehr entgegen der Bewegungsrichtung wirkt.

Außerdem muß ein Bereich definiert werden, in dem der Motor zum stehen kommen kann, ohne daß erneut Einfluß genommen wird, um mechanische Ungenauigkeiten ausgleichen zu können.

Bild 9 zeigt den Einfluß der Ausschwingunterdrückung an einer Meßkurve. Da bedingt durch die beschränkte Auflösung des Wegmeßsystems am Versuchsstand der Zeitpunkt, zu dem die Bedingung a) erfüllt ist, nur ungenau bestimmt werden kann, kommt es nach einer ersten Dämpfung zu einem nochmaligen geringfügigen Anwachsen der Schwingamplitude.

4. Schlußbemerkungen

Die Ansteuerung eines Schrittmotors kann durch Rückkopplung so verbessert werden, daß sich eine neue Qualität des Bewegungsverhaltens gegenüber der offenen Steuerkette erzielen läßt: Bild 10 zeigt einen vollständigen zeitoptimalen Positioniervorgang.
Kommt ein Mikrorechner zum Einsatz, besteht maximale Flexibilität in der Ausführung der Regelalgorithmen, so daß spezielle Anpassungen schnell realisiert werden können.
Es kann eingeschätzt werden, daß mit Hilfe einer Rückkopplung gegenüber der offenen Steuerkette die Schwankung der Geschwindigkeit in der Gleichlaufphase auf etwa 50 ··· 30 % je nach Sollgeschwindigkeit, der Energieverbrauch auf bis zu 30 % bei sehr langsamem Lauf und die Beschleunigungs-, Abbrems- und Ausschwingzeiten auf bis zu 50 % gesenkt werden können. Die maximale Geschwindigkeit wird durch den Regler und die minimale Geschwindigkeit durch die Anzahl der einstellbaren Stromstufen bestimmt.

Literatur

[1] *Dittrich, P.:* Untersuchungen zum Bewegungsverhalten linearer elektromagnetischer Schrittantriebe der Gerätetechnik. Dissertation A. Technische Hochschule Ilmenau 1980
[2] *Schatter, G.:* Untersuchungen zur Steuerung und Dynamik von Schrittmotoren. Dissertation A. Technische Hochschule Ilmenau 1981
[3] *Meyringer, V.:* Elektrische Schrittmotoren. Dissertation A. Technische Hochschule Aachen 1968
[4] *Sesselmann, H.:* Leistungsparameter und Betriebsverhalten aktiver und reaktiver Gleichstrom-Linearschrittmotoren. Feingerätetechnik, Berlin 31 (1982) 1, S. 26 bis 29
[5] *Kiehnscherf, R.:* Optimierung der Dynamik linearer Reluktanzschrittmotorenantriebe in der Schreib- und Drucktechnik. Dissertation A. Technische Hochschule Karl-Marx-Stadt 1984
[6] *Neundorf, H.:* Die Steuerung von Schrittmotoren beim Übergang zu Schrittfrequenzen oberhalb der Grenzkurve der Startfrequenz. ELEKTRIE, Berlin 25 (1971) 10, S. 392—394
[7] *Čilikin, M. G.:* Diskretnyj Elektroprivod s sagovyni Dvigateljami. Moskau: Verlag Energija 1971

EA 5961

Neuerscheinung aus dem VEB Verlag Technik

BASIC für Mikrorechner
Programmentwicklung
Sprachelemente
Anwendungen

Von *D. Werner*. Berlin: VEB Verlag Technik 1986. 1. Auflage. 240 Seiten, 70 Bilder, 22 Tafeln. Ganzleinen 25,— Mark. Bestell-Nr. 553 608 7

Die Programmiersprache BASIC hat auf Grund ihres einfachen Aufbaus, aber auch begünstigt durch das Vordringen von Heim- und Bürocomputern, eine ständig zunehmende Verbreitung gefunden. So werden heute mit Abstand die meisten Programme in BASIC geschrieben.
Der Nutzerkreis von BASIC ist sehr vielschichtig. Das vorliegende Buch nimmt darauf Rücksicht. Der Leser wird einleitend mit dem Aufbau und der Funktionsweise von Rechnern vertraut gemacht und wird in die Methodik der Programmentwicklung eingeführt. Anschließend werden die Besonderheiten beim Arbeiten mit BASIC dargelegt, und es wird eine systematische Einführung in BASIC vermittelt. Bei der Behandlung der verschiedenen Sprachelemente wird stets elementar begonnen und der Schwierigkeitsgrad allmählich erhöht.
Im Text sind zahlreiche Programmbeispiele enthalten. Manche dienen zum Experimentieren mit dem BASIC-Interpreter. Andere sollen den Einsatz bestimmter Sprachelemente demonstrieren. Anfangs werden diese Programme durch Programmablaufpläne ergänzt. In dem Maße, wie dem Leser die Formulierung von Algorithmen in einer Programmiersprache geläufig wird, können diese Anschauungshilfen entfallen. Am Ende des Buches sind einige umfangreiche Programmbeispiele zu verschiedenen Themenkreisen zusammengestellt. Sie sollen die Vielfalt der Anwendungsmöglichkeiten zeigen und zur eigenen Arbeit anregen.
Das Buch wendet sich an einen breiten Leserkreis. Es ist für Techniker, Ingenieure, Naturwissenschaftler und Betriebswirtschaftler geeignet, die sich mit dem Einsatz von Mikrorechnern beschäftigen. Es ist ebenfalls für Fachlehrer der Gebiete Mathematik, Physik und Polytechnik bestimmt, die Mikrorechner an Oberschulen einsetzen und entsprechende Schülerzirkel betreuen. Weiterhin soll das Buch Studierenden an Hoch- und Fachschulen nützlich sein, und es kann letztlich allen empfohlen werden, die gern mehr über die Programmiersprache BASIC erfahren wollen.

Die Redaktion

Drehmomentenbildung bei stromrichtergespeisten Asynchronmaschinen

R. Zimmermann, Karl-Marx-Stadt

Die Speisung der mit Wechselrichter betriebenen Asynchronmaschinen erfolgt mit einem aus nichtsinusförmigen Spannungen bzw. Strömen gebildeten Drehstromsystem. Dies bedeutet, daß neben dem Grundschwingungssystem hochfrequente Oberschwingungssysteme in die Maschine eingespeist werden. Diese beeinflussen das elektromechanische Verhalten der Asynchronmaschine und erzeugen Pendelmomente mit einem großen Frequenzspektrum. Die Pendelmomente mit variabler Pendelfrequenz regen im Antriebssystem Resonanzschwingungen an und verursachen eine hohe mechanische Beanspruchung der Momentenübertragungsstrecke. Die Kenntnis der Amplituden und Frequenzen der Pendelmomente ist notwendig zur Dimensionierung des Antriebssystems. Gegenstand dieser Veröffentlichung ist die Bestimmung der Pendelmomente und Pendelfrequenzen bei Speisung der Asynchronmaschine mit Spannungszwischenkreis- und Stromzwischenkreisumrichter im Leistungsbereich von 10 bis 100 kW.

1. Die entwickelten Momente der Asynchronmaschine

Bedingt durch die nichtsinusförmige Einspeisung entstehen in der Asynchronmaschine zusätzlich zu dem Grundschwingungsmoment parasitäre Momente. Die entwickelten Momente der Asynchronmaschine werden von dem Kreuzprodukt aus magnetischem Fluß und Strom bestimmt.

$$m = \frac{3}{2}(\psi_1 \times i_1) \tag{1}$$

Durch die Einspeisung bedingt sind der magnetische Fluß und der Strom oberschwingungsbehaftet. Für den Strom gilt allgemein

$$i_1 = \sum_{\nu=1}^{\infty} i_\nu \sin \nu (\omega t + \varphi_i) \tag{2}$$

und analog für den magnetischen Fluß

$$\psi_1 = \sum_{\nu=1}^{\infty} \psi_\nu \sin \nu (\omega t + \varphi_\psi). \tag{3}$$

Die Verkettung nach (1) von Strom und magnetischem Fluß ergibt folgende Momente:

- Aus der Verkettung von Strom und Fluß gleicher Oberschwingungsordnungszahl ergeben sich asynchrone Momente. Zusätzlich zum asynchronen Moment der Grundschwingung treten asynchrone Momente der Oberschwingungen hinzu.
- Aus der Verkettung von Grundschwingungsfluß und Oberschwingungsstrom ergeben sich Pendelmomente. Diese Pendelmomente werden als Pendelmomente 1. Ordnung bezeichnet.
- Aus der Verkettung von Oberschwingungsfluß und Grundschwingungsstrom ergeben sich Pendelmomente. Diese werden als Pendelmomente 2. Ordnung bezeichnet.
- Aus der Verkettung von Oberschwingungsfluß und Oberschwingungsstrom unterschiedlicher Ordnungszahl ergeben sich Pendelmomente. Diese werden als Pendelmomente 3. Ordnung bezeichnet.

Die Amplituden der Pendelmomente resultieren nach (1) aus dem Kreuzprodukt von magnetischem Fluß und Strom. Der von den Spannungsoberschwingungen angetriebene magnetische Fluß ist sehr klein. Daraus folgt, daß die Pendelmomente 2. und 3. Ordnung sowie die asynchronen Momente der Oberschwingung sehr kleine Amplituden haben. Wesentliche Pendelmomente sind die Pendelmomente 1. Ordnung. Die Frequenzen der Pendelmomente sind unabhängig vom Grundschwingungsschlupf und sind ganzzahlige Vielfache der sechsfachen Grundschwingungsfrequenz, wobei Pendelmomente gleicher Frequenz von den $(6n + 1)$-ten Oberschwingungen erzeugt werden, deren Frequenzdifferenz zur Grundschwingungsfrequenz der Pendelmomentfrequenz entspricht

$(n = \pm 1, \pm 2, \pm 3, \ldots)$.

Die Berechnung der zusätzlichen Momente erfolgt unter folgenden Voraussetzungen:

- Die Asynchronmaschine wird mit einem symmetrischen Drehstromsystem gespeist. Die Grundschwingung besteht nur aus einem Mitsystem.
- Die durch die endliche Wicklungsverteilung und die nichtlineare Kennlinie des Magnetkreises bedingten Oberwellen und deren Momente werden als vernachlässigbar klein angesehen und nicht mit betrachtet.
- Die Berechnung der Pendelmomente, bedingt durch die Oberschwingungen, erfolgt unter Vernachlässigung der Rückwirkung ihrer verursachten Drehzahlschwankung auf das elektromechanische Verhalten der Asynchronmaschine. Diese Vernachlässigung ist für kleine Drehzahlschwankungen gerechtfertigt.
- Die durch mechanische Unsymmetrien in der Maschine auftretenden Momente werden vernachlässigt.

Die berechneten Pendelmomente werden auf das Nennmoment der Asynchronmaschine bezogen.

1.1. Das entwickelte Moment der Grundschwingung der Asynchronmaschine

Ein Vorteil der wechselrichtergespeisten Asynchronmaschine ist, daß über den ganzen Stellbereich $f_{min} < f_1 < f_{max}$ mit konstantem Kippmoment gefahren werden kann, unter Beachtung der notwendigen Frequenz-Spannungszuordnung. Die Auslegung des Antriebes erfolgt entsprechend dem zulässigen Moment für den Dauerbetrieb. Besonders im Bereich kleiner Drehzahlen bzw. bei Stillstand ist es notwendig, daß der Motor ein großes Anlaufmoment entwickelt, um ein sicheres Anlaufen der Arbeitsmaschine zu ermöglichen. Kritisch bei Drehzahl Null ist das Überwinden der Haftreibung und die Bereitstellung eines genügend großen Beschleunigungsmomentes. Das von der mit Wechselrichter betriebenen Asynchronmaschine entwickelte Anlaufmoment soll zwischen dem Nennmoment und dem Kippmoment bei Nennfrequenz liegen. Dazu ist bei kleinen Frequenzen von der proportionalen Frequenz-Spannungszuordnung abzuweichen und die Ständerspannung zu erhöhen.
Aus der Leistungsbilanz der Asynchronmaschine folgt bei Vernachlässigung der Eisenverluste über die Luftspaltleistung die Bestimmungsgleichung für das innere Moment

$$M_i = \frac{P_\delta}{\Omega_1} = \frac{m_1 p I_2'^2 R_2'}{\omega_2}. \tag{4}$$

Aus dem Ersatzschaltbild für die Grundschwingung wird für den Betrag des Läuferstromes I_2'

$$I_2' = \frac{L_h I_\mu}{\sqrt{\left(\frac{R_2'}{\omega_2}\right)^2 + L_{2\sigma}'^2}} \tag{5}$$

ermittelt und in (4) eingesetzt. Nach einigem Umformen erhält man für das innere Moment der Grundschwingung

$$M_i = \frac{m_1 p (L_h I_\mu)^2}{2 L_{2\sigma}'} \cdot \frac{2}{\frac{R_2'}{L_{2\sigma}\omega_2} + \frac{\omega_2 L_{2\sigma}'}{R_2'}}. \tag{6}$$

Mit

$$M_{kipp}^* = \frac{m_1 p (L_h I_\mu)^2}{2 L_{2\sigma}'} \tag{7}$$

und

$$\omega_{2\,kipp} = \frac{R_2'}{L_{2\sigma}} \tag{8}$$

ergibt sich für das innere Moment

$$M_i = \frac{2}{\frac{\omega_{2\,kipp}}{\omega_2} + \frac{\omega_2}{\omega_{2\,kipp}}} M_{kipp}^*. \tag{9}$$

Diese Beziehung zeigt, daß das innere Moment der Grundschwingung nur von der Läuferfrequenz bei konstantgehaltenem Kippmoment abhängig ist.

Dr.-Ing. *Rudolf Zimmermann* ist Lehrer im Hochschuldienst an der TH Karl-Marx-Stadt, Sektion Automatisierungstechnik.

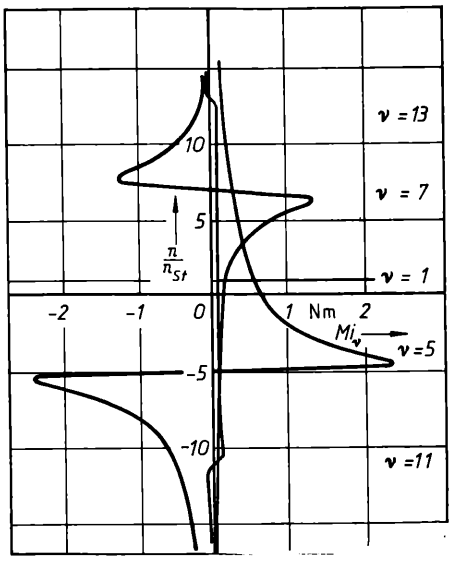


Bild 1. Berechnete Drehzahl-Drehmomentenkennlinien der asynchronen Momente der Oberschwingungen (getakteter Wechselrichter, $f_1 = 50$ Hz)

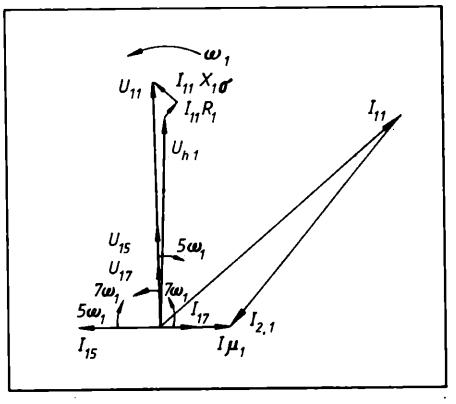


Bild 2. Zeigerbild der Asynchronmaschine bei Speisung mit Spannungszwischenkreisumrichter

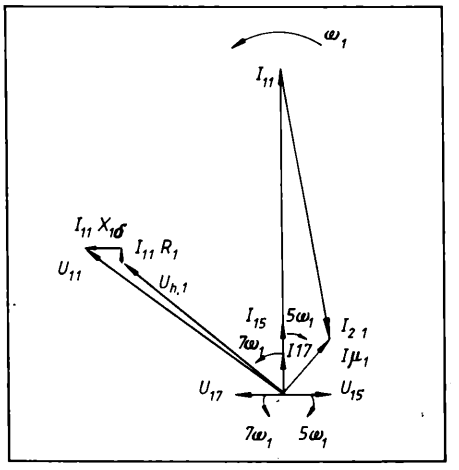


Bild 3. Zeigerbild der Asynchronmaschine bei Speisung mit Stromzwischenkreisumrichter

1.2. Die Berechnung der Momente der Oberschwingungen

1.2.1. Die asynchronen Momente der Oberschwingungen

Die asynchronen Momente der Oberschwingungen werden analog dem asynchronen Grundschwingungsmoment bestimmt. Aus (4) folgt für das asynchrone Oberschwingungsmoment

$$M_{i\nu} = \frac{m_1 p I_{2\nu}'^2 k_R^* R_2}{\omega_1 s_\nu} \tag{10}$$

oder mit (9)

$$M_{i\nu} = \frac{2}{\frac{\omega_{2\nu}}{\omega_{2\nu\,\mathrm{kipp}}} + \frac{\omega_{2\nu\,\mathrm{kipp}}}{\omega_{2\nu}}} M_{\nu\,\mathrm{kipp}}^* \tag{11}$$

mit

$$M_{\nu\,\mathrm{kipp}}^* = \frac{3 p (L_h I_{\mu\nu})^2}{2 k_i^* L_{2\sigma}'} \tag{12}$$

und

$$\omega_{2\nu\,\mathrm{kipp}} = \frac{k_R^* R_2'}{k_i^* L_{2\sigma}'} = \frac{k_R^*}{k_i^*}\,\omega_{2\,\mathrm{kipp}}. \tag{13}$$

Damit sind die asynchronen Momente der Oberschwingungen bestimmt. Die Kippmomente betragen 0,53 % Mn für die 5. Oberschwingung und 0,29 % Mn für die 7. Oberschwingung bei den untersuchten Antrieben. Die asynchronen Momente der Oberschwingungen sind demnach vernachlässigbar. Bild 1 zeigt die qualitativen Drehmomentenkennlinien der asynchronen Momente der Oberschwingungen für einen Motor bei Betrieb am getakteten Spannungszwischenkreisumrichter bei $f_1 = 50$ Hz.

Analog zur Grundschwingung gilt für die Luftspaltleistung der Oberschwingungen

$$P_{\delta\nu} = \Omega_1 M_{i\nu} \tag{14}$$

und damit für die mechanische Leistung der asynchronen Oberschwingungsmomente

$$P_{\mathrm{mech}\,\nu} = (1 - s_\nu) P_{\delta\nu} \tag{15}$$

und für die Läuferverluste

$$P_{V2cu\,\nu} = s_\nu P_{\delta\nu}. \tag{16}$$

So ist der Zusammenhang hergestellt zwischen den asynchronen Momenten der Oberschwingungen und den zusätzlichen, durch die Wechselrichterspeisung verursachten Läuferkupferverlusten. Die asynchronen Momente der $(6n - 1)$-fachen Oberschwingungen sind Bremsmomente und die der $(6n + 1)$-fachen Oberschwingung wirken in Richtung des Nutzmomentes.

1.2.2. Die Pendelmomente

Die durch die oberschwingungsbehaftete Einspeisung verursachten Pendelmomente entstehen durch die Verkettung von Schwingungen im magnetischen Fluß und im Strom unterschiedlicher Ordnungszahl. Ausgehend von dem Modell der Momentenerzeugung, daß ein Moment nur von der senkrecht auf dem magnetischen Fluß stehenden Komponente des Stromes erzeugt wird, folgt für das Pendelmoment 1. Ordnung der $(-6n + 1)$-ten Oberschwingung und der $(6n + 1)$-ten Oberschwingung des Stromes, daß während einer Umdrehung es $6n$-mal seinen Minimal- und Maximalwert durchlaufen hat. Der zeitliche Mittelwert des Pendelmomentes über eine Umdrehung ist Null.

Zur Bestimmung der Pendelmomente ist es notwendig, die Gleichung (4) zu erweitern, da die Oberschwingungsströme mit $(\pm 6n + 1)$-facher Frequenz oszillieren und dadurch mit dem gesamten magnetischen Hauptfluß verkettet sind. Zu berücksichtigen sind der Drehsinn der entsprechenden Oberschwingungsströme und deren Phasenfolge. Für das Pendelmoment 1. Ordnung gilt ausgehend vom Grundschwingungsstrom in Ständer und Läufer, daß das magnetische Feld in der Maschine von Läufer- und Ständerstrom aufgebaut wird. Zur Verdeutlichung sei das Zeigerbild der Grundschwingung von Strom und Spannung und der 5. und 7. Oberschwingung von Strom und Spannung zum Zeitpunkt $t = 0$ bei Speisung mit Spannungszwischenkreisumrichter angegeben (Bild 2).

Im Bild 3 ist das Zeigerbild der Asynchronmaschine bei Speisung mit Stromzwischenkreisumrichter für die Ströme und Spannungen der Grundschwingung und der 5. und 7. Oberschwingung zum Zeitpunkt $t = 0$ angegeben.

Für den mit der Ständer- und Läuferwicklung verketteten Anteil des magnetischen Feldes gilt

$$\underline{\Psi}_h = L_h \underline{I}_\mu = L_h (\underline{I}_1 + \underline{I}_2). \tag{17}$$

Über die Spannungsgleichungen der Asynchronmaschine wird der Läuferstrom I_2 durch den Läuferstrom I_1 ersetzt, und damit ergibt sich für den magnetischen Fluß

$$\Psi_h = L_h \underline{I}_\mu = L_h \underline{I}_1 \left(1 - \frac{\mathrm{j} X_h}{\frac{R_2'}{s_1} + \mathrm{j} X_2'}\right) \tag{18}$$

und mit Berücksichtigung der Ständerstreuung folgt

$$\Psi_h = L_h \underline{I}_1 \left[(1 + \delta_1) - \frac{\mathrm{j} X_h}{\frac{R_2'}{s_1} + \mathrm{j} X_2'}\right]. \tag{19}$$

Das Pendelmoment 1. Ordnung, herrührend von den $(\pm 6n + 1)$-ten Oberschwingungsströmen, berechnet sich analog (1) zu

$$\underline{M}_p = m_1 p \underline{L}_h \underline{I}_1 \left(1 + \delta_1 - \frac{\mathrm{j} X_h}{\frac{R_2'}{s_1} + \mathrm{j} X_2'}\right) (\underline{I}_{(-6n+1)} + \underline{I}_{(6n+1)})^* \tag{20}$$

Damit ist eine Gleichung zur Bestimmung der Pendelmomente 1. Ordnung gefunden.

2. Die Berechnung der Pendelmomente 1. Ordnung bei Betrieb am Spannungszwischenkreisumrichter

Die Phasenfolge der Oberschwingungen bezüglich der Grundschwingung ergibt sich entsprechend den Bildern 2 und 3. Für den Spannungszwischenkreiswechselrichter ergibt sich bei gleicher Phasenlage der $(\pm 6n + 1)$-ten Oberschwingungen der speisenden Spannung unter Beachtung ihres Drehsinns für den $(\pm 6n + 1)$-ten Oberschwingungsstrom

$$\underline{\hat{I}}_{(-6n+1)} = -\hat{I}_{(-6n+1)}\, \mathrm{e}^{-\mathrm{j}(6n-1)\omega t}$$
$$\underline{\hat{I}}_{(6n+1)} = \hat{I}_{(6n+1)}\, \mathrm{e}^{\mathrm{j}(6n+1)\omega t} \tag{21}$$

und bei entgegengesetzter Phasenlage der $(-6n + 1)$-ten Oberschwingung der speisenden Spannung

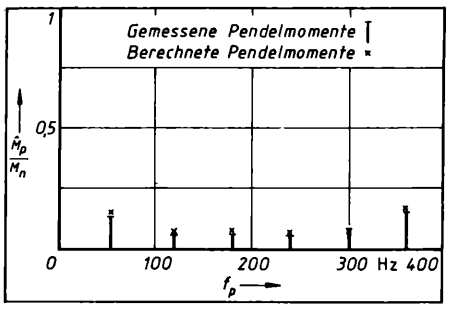


Bild 4. Gemessene und berechnete Pendelmomente
$f_1 = 10$ Hz Leerlauf
37-kW-Asynchronmotor mit Pulsumrichterspeisung (U-Zwischenkreis)

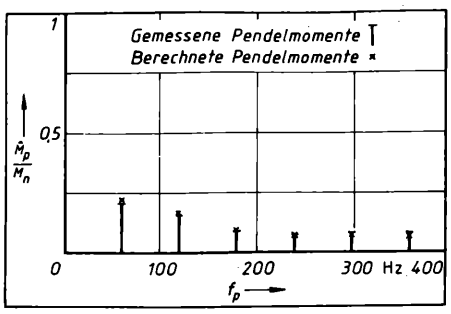


Bild 5. Berechnete und gemessene Pendelmomente
$f_1 = 10$ Hz Leerlauf
37-kW-Asynchronmotor mit Stromzwischenkreisumrichterspeisung

$$\underline{I}_{(-6n+1)} = \hat{I}_{(6n+1)}\, e^{-j(6n-1)\omega t}$$
$$\underline{I}_{(6n+1)} = \hat{I}_{(6n+1)}\, e^{j(6n+1)\omega t} \tag{22}$$

bei entgegengesetzter Phasenlage der $(6n + 1)$-ten Oberschwingung der speisenden Spannung

$$\underline{I}_{(-6n+1)} = -\hat{I}_{(-6n+1)}\, e^{-j(6n-1)\omega t}$$
$$\underline{I}_{(6n+1)} = -\hat{I}_{(6n+1)}\, e^{j(6n+1)\omega t} \tag{23}$$

und bei entgegengesetzter Phasenlage der $(\pm 6n + 1)$-ten Oberschwingung zur Grundschwingung der speisenden Spannung

$$\underline{I}_{(-6n+1)} = \hat{I}_{(-6n+1)}\, e^{-j(6n-1)\omega t}$$
$$\underline{I}_{(6n+1)} = -\hat{I}_{(6n+1)}\, e^{j(6n+1)\omega t}. \tag{24}$$

Somit sind alle möglichen Varianten für die Phasenlage der $(\pm 6n + 1)$-ten Oberschwingungen des Stromes zueinander und zur Grundschwingung der speisenden Spannung aufgezeigt. Aus (20) folgt mit

$$A = \frac{m_1}{2} p L_h \left(1 + \delta_1 - \frac{L_h L_2' \omega_2^2}{R_2'^2 + L_2'^2 \omega_2^2}\right) \tag{25a}$$

und

$$B = \frac{m_1}{2} p L_h^2 \frac{R_2'}{R_2'^2 + L_2'^2 \omega_2^2} \tag{25b}$$

die Gleichung für die Pendelmomente 1. Ordnung

$$\underline{M} p_{1,6n} = \underline{I}_1 (A - jB)(\underline{I}_{(-6n+1)} + \underline{I}_{(6n+1)}). \tag{26}$$

Die Lösung erfolgt unter der Maßgabe, daß die Komponenten, die senkrecht aufeinander stehen, einen Anteil an der Momentenbildung haben. Für die Zeitfunktionen der Pendelmomente 1. Ordnung ergibt sich mit (21)

$$\underline{M} p_{1,6n} = \hat{I}_1 [A (\hat{I}_{(-6n+1)} - \hat{I}_{(6n+1)}) \sin 6n\, \omega t + B (\hat{I}_{(-6n+1)} + \hat{I}_{(6n+1)}) \cos 6n\, \omega t]. \tag{27}$$

Die Winkelfunktionen werden zusammengefaßt, und es ergibt sich für die Zeitfunktion des Pendelmomentes 1. Ordnung

$$\underline{M} p_{1,6n} = \hat{M} p_{1,6n} \sin 6n\, (\omega t + \varphi_m) \tag{28}$$

mit

$$\varphi_m = \arctan \frac{A (\hat{I}_{(-6n+1)} - \hat{I}_{(6n+1)})}{B (\hat{I}_{(-6n+1)} + \hat{I}_{(6n+1)})} \tag{29}$$

und dem Maximalwert des Pendelmomentes $6n$-facher Frequenz

$$\hat{M} p_{1,6n} = \hat{I}_1 \sqrt{A^2 (I_{(-6n+1)} - I_{(6n+1)})^2 + B^2 (I_{(-6n+1)} + I_{(6n+1)})^2}. \tag{30}$$

Die mit dieser Gleichung berechnete Pendelmomentenamplitude wird auf das Nennmoment der Asynchronmaschine bezogen und ist in den Bildern 4 und 5 dargestellt. Die berechneten und gemessenen Maximalwerte der Pendelmomente zeigen recht gute Übereinstimmung.

Für die an der Welle der Maschine angreifenden Pendelmomente ergibt sich in der Fourierreihendarstellung

$$\underline{M} p = \sum_{n=1}^{\infty} \hat{M} p_{1,6n} \sin 6n\, (\omega t + \varphi_m). \tag{31}$$

3. Zusammenfassung

Die von der Asynchronmaschine entwickelten Momente bei Wechselrichterspeisung werden aufgezeigt und unterschieden in asynchrone Momente und Pendelmomente 1., 2. und 3. Ordnung. Die durch die Wechselrichterspeisung zusätzlich erzeugten Momente werden über die Luftspaltleistung bestimmt. Für die asynchronen Momente der Oberschwingungen werden sehr kleine Werte von $M_{kipp} = 0{,}53\,\% M_n$ für die 5. Oberschwingung ermittelt. Diese Momente sind damit vernachlässigbar. Ein kurzer Ausblick zeigt den Zusammenhang von asynchronen Momenten und Läuferverlusten der Oberschwingungen auf, wobei die Läuferverluste für die $(6n - 1)$-ten Oberschwingungen sich aus der Luftspaltleistung der Oberschwingungen und der aufgenommenen mechanischen Leistung zusammensetzen.

Die Ableitung der Momentengleichung für die Pendelmomente verdeutlicht, daß zur Berechnung der Pendelmomente, die von den $(\pm 6n + 1)$-ten Oberschwingungen herrühren, für jeden Zeitpunkt die gegenseitige Phasenlage der Oberschwingungen und die Phasenlage der einzelnen Oberschwingungen zum Grundschwingungsfluß zu berücksichtigen sind.

Die aufgezeigte Theorie gestattet die Berechnung der maximalen Pendelmomentenamplituden, die zur Berechnung von Antriebssystemen, die mit wechselrichtergespeister Asynchronmaschine betrieben werden, benötigt werden.

Literatur

[1] *Müller, G.:* Elektrische Maschinen, Grundlagen, Aufbau und Wirkungsweise; Theorie rotierender elektrischer Maschinen. Berlin: VEB Verlag Technik 1979

[2] *Kovacs, K.-P.; Racz, E.:* Transiente Vorgänge in Wechselstrommaschinen, Bd. 1 und 2. Budapest: Verlag der ungarischen Akademie der Wissenschaften 1959

[3] *Nürnberg, W.:* Die Asynchronmaschine. Berlin/Göttingen/Heidelberg: Springer-Verlag 1963

[4] *Bronstein, I. N.; Semedjajew, K. A.:* Taschenbuch der Mathematik. Leipzig: Teubner Verlagsgesellschaft 1969

[5] *Kleinrath, H.:* Stromrichtergespeiste Drehfeldmaschinen. Wien/New York: Springer-Verlag 1980

[6] *Benzing, R.:* Über den Einfluß von spannungseinprägenden Pulsumrichtern auf den Betrieb von Käfigläufermotoren. Dissertation, TH Darmstadt 1978

[7] *Schörner, J.:* Ein Beitrag zur Drehzahlsteuerung von Asynchronmaschinen über Pulsumrichter. Dissertation. München 1975

[8] *Hasse, K.:* Zur Dynamik drehzahlgeregelter Antriebe mit stromrichtergespeisten Asynchron-Kurzschlußläufermaschinen. Dissertation. TH Darmstadt 1969

[9] *Harders, H.:* Das elektromagnetische Verhalten der stromrichtergespeisten Asynchronmaschine in schwingungsfähigen Antriebssystemen. Dissertation. RW TH Aachen. 1979

[10] *Hermeyer, A.:* Einige Erkenntnisse über das Betriebsverhalten von Asynchron-Kurzschlußläufermotoren bei nichtsinusförmiger Speisespannung unter Berücksichtigung der nichtlinearen Effekte in der Maschine. Dissertation. TU Dresden 1981

[11] *Balsliemke, G.:* Theoretische und experimentelle Untersuchungen an stromrichtergespeisten Asynchronmotoren hoher Leistungsdichte mit Massivrotoren und Käfigwicklung. Dissertation. RWTH Aachen 1978

[12] *Budig, P.-K.; Zimmermann, R.; Muster, J.:* Theoretische Vorausbestimmung des Betriebsverhaltens stromrichtergespeister Asynchronmaschinen. ELEKTRIE, Berlin (36) 10, S. 507—510

[13] *Budig, P.-K.; Muster, J.; Zimmermann, R.:* Beanspruchung von Asynchronmaschinen durch Stromrichterspeisung. ELEKTRIE, Berlin 36 (1982) 9, S. 462 bis 466

[14] *Auinger, H.:* Einflüsse der Umrichterspeisung auf elektrische Drehfeldmaschinen, insbesondere auf Käfigläuferinduktionsmotoren. Siemens Energietechnik 3 (1981), 2, S. 46—49

[15] *Naunin, D.:* Berechnung des Drehmomentenverlaufes einer Asynchronmaschine bei Speisung mit Rechteckströmen. ETZ-A 90 (1969) 8, S. 179—182

[16] *Heumann, K.; Jordan, K.-G.:* Einfluß von Spannungs- und Stromoberschwingungen auf den Betrieb von Asynchronmaschinen. AEG-Mitteilungen 54 (1964) 1/2, S. 117—122

[17] *Lorenzen, W.-H.:* Das dynamische Betriebsverhalten von Asynchronmaschinen bei kleinen Abweichungen vom stationären Zustand. BBM 11/12/69, S. 548 bis 569

[18] *Jordan, H.; Lorenzen, H.-W.; Taegen, F.:* Erzwungene Pendlungen von Asynchronmaschinen. ETZ-A 84 (1963) 20, S. 645—648

[19] *Späth, H.:* Berechnung der Ströme und Drehmomente einer von einem Umrichter mit Gleichspannungszwischenkreis nach dem Unterschwingungsverfahren gespeisten Drehstromasynchronmaschine. ETZ-A 98 (1977) 6, S. 444

[20] *Harders, H.; Weidemann, B.:* Pendelmomentenentwicklung bei der stromrichtergespeisten Asynchronmaschine mit Berücksichtigung des welligen Zwischenkreisstromes. Archiv für Elektrotechnik 64 (1982), S. 297—305

[21] *Weninger, R.:* Einfluß der Maschinenparameter auf Zusatzverluste, Momentenoberschwingungen und Kommutierung bei der Umrichterspeisung von Asynchronmaschinen. Archiv für Elektrotechnik 63 (1981), S. 19—28

[22] *Zimmermann, R.:* Zur Drehmomentenbildung in der mit Wechselrichter gespeisten Asynchronmaschine. Dissertation. TH Karl-Marx-Stadt 1985

EA 5621

Zur Funktionsweise von Kompoundierungseinrichtungen bürstenloser Drehstrom-Synchrongeneratoren

H. Bayer, KDT, Dessau

Verwendete Formelzeichen

E	Urspannung
f	Frequenz
I	Strom
R	ohmscher Widerstand
$\ddot{u}$	Übersetzungsverhältnis des Stromtransformators
U	Spannung
V	Verhältnis
w	Windungszahl
X	Blindwiderstand
Z	komplexer Widerstand
δ	Fehlwinkel
Δ	Differenz
φ	Phasenwinkel
Θ	Durchflutung

Indizes

0	Leerlauf
1	primär, Ankerseite
2	sekundär, Erregerseite
A	Absetzung
D	Drossel
E	Erregermaschine
G	Generator
K	Kompoundierungssatz, Kurzschluß
L	Last
R	ohmscher Widerstand, Ankerrückwirkung
S	Streuung
T	Transformator
μ	Magnetisierung

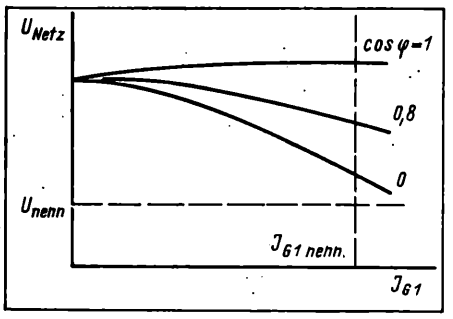
Hochgestellte Zeichen

$\angle$	Zeiger, komplexe Größe
*	erforderlicher Wert

Der Beitrag bezieht sich auf elektronisch geregelte Erregungseinrichtungen bürstenloser Drehstrom-Synchrongeneratoren, die aus einem Kompoundierungssatz mit Leerlaufdrossel und Stromtransformator in Stromadditionsschaltung [1] zur Erregung der Wechselstrom-Erregermaschine bestehen und nach dem Absetzprinzip arbeiten.
Um auch bei größeren Generatoren mit einem Transistorregler begrenzter Leistung auszukommen, ist es erforderlich, die Kompoundierungseinrichtung zu optimieren und für eine geringe Spreizung der äußeren Kennlinien nach Bild 1 zu sorgen. Dieses Problem läuft darauf hinaus, die Abweichungen des bereitgestellten vom erforderlichen Erregerstrom bei allen interessierenden Lastzuständen klein zu halten. Eine zielgerichtete Dimensionierung bereitet unter besonderer Beachtung der Materialökonomie insofern Schwierigkeiten, als bestimmte Änderungen der Schaltglieder entweder eine Verbesserung oder Verschlechterung einzelner Generatorparameter nach sich ziehen. Welche Veränderungen zu welchen Auswirkungen bei welchen Größen führen, läßt sich nur durch eine quantitative Betrachtungsweise ausreichend beurteilen.

Dipl.-Ing. *Hermann Bayer* ist wissenschaftlicher Mitarbeiter in ler Entwicklung rotierender elektrischer Maschinen im VEB Elektromotorenwerk Dessau.

Bild 1. Äußere Kennlinien $U_{\text{Netz}} = f(I_{G1}, \cos\varphi)$ für Absetzregelung im ungeregelten Zustand



1. Voraussetzungen

Die Ströme und Spannungen werden sinusförmig angenommen. Das trifft zwar nur im Prinzip zu, erhalten bleibt aber die Phasenlage als Bedingung für die Gültigkeit der Zeigerdiagramme und Gleichungen. Ferner werden die elektrischen Unterschiede in den drei Strängen insbesondere der Drossel und des Trafos außer Acht gelassen. Das Übertragungsverhalten der Erregermaschine wird als linear betrachtet und die Gleichrichter werden vernachlässigt. Es wird nur mit komplexen Wechselstromgrößen gearbeitet. Schließlich werden der Regler, das Stellglied und der Absetzstrom in die analytische Betrachtung nicht einbezogen. Die Untersuchung gilt wegen der einfacheren Darstellung insbesondere für Generatoren mit Vollpolläufer.

2. Ersatzschaltbild

Legt man ein allgemein bekanntes Funktionsschaltbild eines bürstenlosen Generators mit den eingangs genannten Merkmalen [2] zugrunde, dann führt eine systematische, einsträngige Darstellung auf die Ersatzschaltung nach Bild 2.
Die elektrischen Baugruppen können unter Wahrung der funktionsbestimmenden Verbindungen klar voneinander unterteilt werden. Es ergibt sich eine überschaubare Anordnung als Grundlage für die Aufstellung der erforderlichen Gleichungen. Ferner bietet sich die Möglichkeit, die Vorgänge und Zusammenhänge leichter erfassen und entsprechende Schlüsse ziehen zu können.

3. Zeigerdiagramm

Ausgehend von [3] und [4] gibt Bild 3 die geschlossene Zuordnung der Wirkungsgrößen im Prinzip wieder. Wesentlich ist dabei die Verkettung der Ströme und Spannungen sowie ihre Lage zueinander. Der Darstellung wegen wurden z.B. die Trafospannung $U_{T1}^{\angle}$ und der Drosselstrom $I_D^{\angle}$ sehr viel größer gezeichnet, als es in Relation zu den Generatorgrößen angebracht wäre. Unter Beachtung der wahren Beträge kann folgendes festgestellt werden:

- $U_{\text{Netz}}^{\angle}$, $U_{G1}^{\angle}$ und $E_{G1}^{\angle}$ liegen praktisch in Phase
- $U_{T1}^{\angle}$ ist vernachlässigbar klein gegen $U_{G1}^{\angle}$
- $U_{T1}^{\angle}$ liegt annähernd in Phase mit $U_{T2}^{\angle}$ und $U_{G1}^{\angle}$
- $I_D^{\angle}$ ist sehr klein gegen $I_{G1}^{\angle}$ ($I_D \approx 0{,}003 \cdot I_{G1}$)
- $I_{\text{Netz}}^{\angle}$ ist praktisch betrags- und phasengleich mit $I_{G1}^{\angle}$
- $I_{T2}^{\angle}$ liegt praktisch in Phase mit $-I_{G1}^{\angle}$.

Da die Erregermaschine als linearer Übertrager der Erregerleistung von R_{E2} auf R_{G2} angesehen wird, erscheint sie im Zeigerdiagramm nicht.

4. Stromgleichungen

In Übereinstimmung mit dem Ersatzschaltbild und dem Zeigerdiagramm gelten folgende Beziehungen:

$$J_{G1}^{\angle} = J_{\text{Netz}}^{\angle} + J_D^{\angle} \qquad (J_D \ll J_{\text{Netz}}) \tag{1}$$

$$J_{E2}^{\angle} = J_{T2}^{\angle} + J_D^{\angle}\left(-J_A^{\angle}\right). \tag{2}$$

Der Wickelsinn der Trafo-Sekundärwicklung und damit die Richtung von $I_{T2}^{\angle}$ werden so gewählt, daß sich bei $\cos\varphi = 0$ der Trafo- und Drosselstrom linear addieren. Nach Bild 2 drückt sich diese Maßnahme durch das negative Vorzeichen von $U_{T2}^{\angle}$ aus.

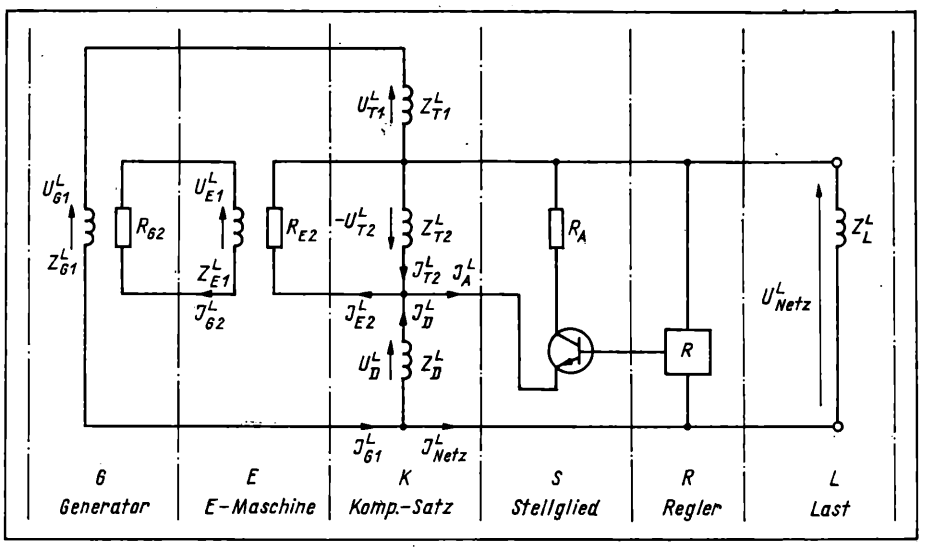


Bild 2. Ersatzschaltbild für einen elektronisch geregelten, bürstenlosen Synchrongenerator mit Kompoundierungssatz in Stromadditionsschaltung

Weiter kann

$$J_{G1} = \ddot{u} \cdot J_{T2} \qquad \text{mit } \ddot{u} \gg 1 \tag{3}$$

geschrieben werden.

Außer dem Übersetzungsverhältnis $\ddot{u}$ des Stromtrafos enthalten diese Gleichungen noch keine Konstruktionsgrößen. Ihre Einbeziehung erfolgt über die Ströme auf der Erregerseite. Von besonderer Wichtigkeit sind dabei die Größen, die das Verhalten des Kompoundierungssatzes in Abhängigkeit von den Systemparametern charakterisieren. Aus Bild 4 als Bestandteil der Ersatzschaltung lassen sich die interessierenden Grundgleichungen ableiten:

$$J_D^{\measuredangle} = \frac{U_{\text{Netz}}^{\measuredangle}}{Z_D^{\measuredangle} + R_{E2}} - J_{T2}^{\measuredangle} \frac{R_{E2}}{Z_D^{\measuredangle} + R_{E2}} \tag{4}$$

$$J_{E2}^{\measuredangle} = \frac{U_{\text{Netz}}^{\measuredangle}}{Z_D^{\measuredangle} + R_{E2}} + J_{T2}^{\measuredangle} \frac{Z_D^{\measuredangle}}{Z_D^{\measuredangle} + R_{E2}}. \tag{5}$$

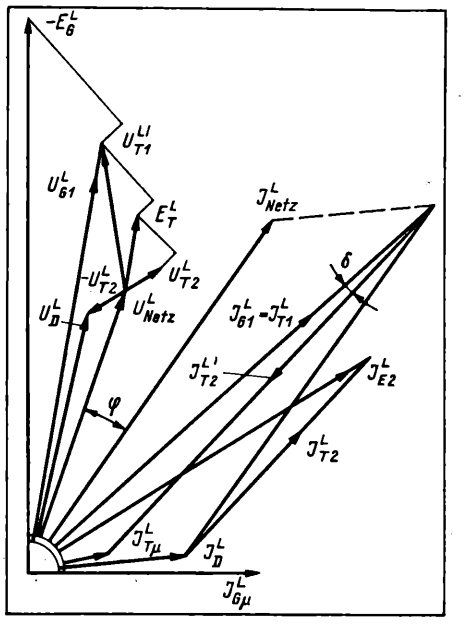


Bild 3. Zeigerdiagramm der Ströme und Spannungen des Generators und Kompoundierungssatzes

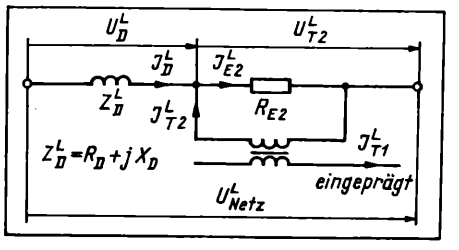


Bild 4. Ersatzschaltung der Kompoundierungseinrichtung

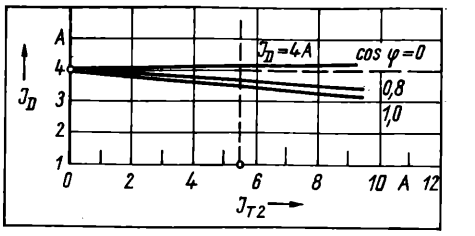


Bild 5. Verlauf des Drosselstromes $I_D = f(I_{T2}, \cos\varphi)$

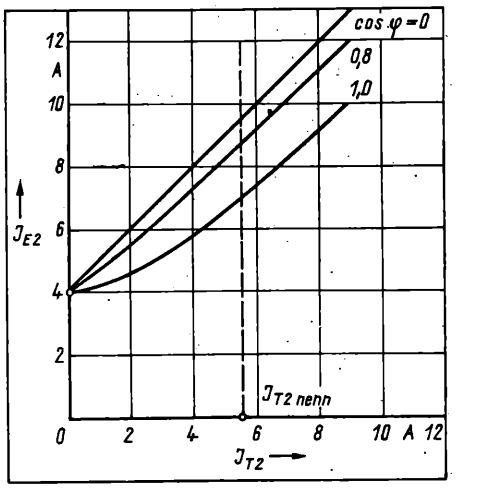


Bild 6. Vom Kompoundierungssatz bereitgestellter Erregerstrom der Erregermaschine $I_{E2} = f(I_{T2}, \cos\varphi)$

5. Drosselstrom

Aus Gleichung (4) ist zu ersehen, daß der Drosselstrom hauptsächlich von der Netzspannung sowie den Widerständen Z_D und R_{E2} abhängig ist. Von diesem spannungsabhängigen Teil subtrahiert sich ein betragsmäßig geringerer belastungsabhängiger Anteil.

Der Betrag des Drosselstromes ergibt sich wie folgt:

$$J_D = \sqrt{\frac{A^2 + B^2}{N^2}} \tag{6}$$

$$A = U_{\text{Netz}}(R_D + R_{E2}) + J_{T2} \cdot R_{E2}[X_D \sin(\varphi - \delta) - (R_{E2} + R_D)\cos(\varphi - \delta)] \tag{7}$$

$$B = -U_{\text{Netz}} X_D + J_{T2} R_{E2}[(R_{E2} + R_D)\sin(\varphi - \delta) + X_D \cos(\varphi - \delta)] \tag{8}$$

$$N = (R_D + R_{E2})^2 + X_D^2. \tag{9}$$

Ein Beispiel zum Verlauf in Abhängigkeit vom Trafostrom zeigt Bild 5 für einen 640-kW-Generator mit folgenden Daten:

$U_{\text{Netz}} = 231$ V	δ nicht berücksichtigt
$R_D = 3{,}8\ \Omega$	Temperatur und Frequenz konstant
$X_D = 57{,}2\ \Omega$	$\cos\varphi$ und J_{T2}
$R_{E2} = 4{,}3\ \Omega$	variabel

Es wird sichtbar, daß der Drosselstrom für $\cos\varphi > 0$ mit zunehmendem Trafostrom abfällt. Bei $\cos\varphi = 0{,}8$ und Nennstrom verbleiben nach ausgeführten Generatoren im Mittel nur noch 92,5 % des Leerlaufwertes. Diese Belastungsabhängigkeit steht nicht im Einklang mit der Forderung, daß der Drosselstrom stets den gleichbleibenden Magnetisierungsbedarf des Generators abdecken soll.

Zu beachten ist noch, daß infolge des ohmschen Widerstandes der Drosselstrom $J_D^{\measuredangle}$ nicht in Phase mit $J_{G\mu}^{\measuredangle}$ liegt (Bild 3).

Auch diese Abweichung steht im Widerspruch zur geforderten Übereinstimmung beider Ströme.

6. Trafostrom

Bei unverändertem Windungszahl- und Übersetzungsverhältnis ändert sich der Trafostrom J_{T2} proportional mit dem Generatorstrom J_{G1}.

Er ist ein eingeprägter Strom, der durch die Bürde R_{E2} praktisch nicht zu beeinflussen ist.

Der Kompoundierungsanteil $J_{T2}^{\measuredangle}$ deckt bei entsprechendem Über-

setzungsverhältnis den Erregungsbedarf, der bei Nennlast infolge der Ankerrückwirkung und erhöhten Polstreuung zum Magnetisierungsstrom dazukommt [5]. Vorausgesetzt ist dabei die Abstimmung auf den gewünschten Lastpunkt.

Als Abweichung ergibt sich die Phasendifferenz δ zwischen $J_{T2}^{\measuredangle}$ und $J_{G1}^{\measuredangle} \equiv J_{T1}^{\measuredangle}$ als Folge des Trafo-Magnetisierungsstromes. Der Fehlwinkel δ nimmt mit zunehmender Sättigung zu.

Wenn man von den Sättigungseinflüssen absieht, kann der Trafostrom J_{T2} bei unveränderlichem Generatorstrom J_{G1} nur durch das Übersetzungsverhältnis beeinflußt werden. Dieses ist aber nicht frei wählbar, sondern an die Kompensation der Ankerrückwirkung und Polstreuung bei einem vorzugebenden Lastpunkt gebunden. Das vorgegebene Übersetzungsverhältnis gilt streng nur für diesen Lastpunkt [5].

7. Bereitgestellter Erregerstrom

Der vom Erregersatz gelieferte Erregerstrom der Erregermaschine ergibt sich aus der geometrischen Summe des Trafo- und Drosselstromes nach Gln. (2) und (5), wobei der Absetzstrom unberücksichtigt bleibt.

Für den Betrag des Erregerstromes folgt:

$$J_{E2} = \sqrt{\frac{C^2 + D^2}{N^2}} \qquad N \text{ nach Gl. (9)} \tag{10}$$

$$C = U_{\text{Netz}}\,(R_D + R_{E2}) + J_{T2}\,[R_{E2}\,X_D \sin(\varphi - \delta) + (R_D^2 + R_D\,R_{E2} + X_D^2)\cos(\varphi - \delta)] \tag{11}$$

$$D = -\,U_{\text{Netz}}\,X_D - J_{T2}\,[(R_D^2 + R_D\,R_{E2} + X_D^2)\sin(\varphi - \delta) - R_{E2}\,X_D \cos(\varphi - \delta)]. \tag{12}$$

Der so zu ermittelnde Strom stellt den vom Kompoundierungssatz bereitgestellten Strom dar [6] und [7]. Bild 6 zeigt seine Abhängigkeit vom Trafostrom.

8. Erforderlicher Erregerstrom

Dem vom Erregersatz herrührenden Strom steht der auf die Erregerwicklung der Erregermaschine bezogene, erforderliche Erregerstrom des Generators gegenüber. Allgemein kann für die zur Gewährleistung einer konstanten Spannung aufzubringende Gesamtdurchflutung des Generators nach [8] geschrieben werden:

$$\Theta = \Theta_0 + \Theta_R + \Theta_S \tag{13}$$

Θ_0 Leerlaufdurchflutung
Θ_R Durchflutung zur Kompensation der Ankerrückwirkung
Θ_S Durchflutung zur Kompensation der lastabhängigen Polstreuung.

Diesen Durchflutungen entsprechen die erforderlichen Erregerstromanteile

$$J_{E2}^{*\measuredangle} = J_{E20}^{\measuredangle} + \left(J_{E2R}^{\measuredangle} + J_{E2S}^{\measuredangle}\right) \qquad \text{(formale Darstellung)} \tag{14}$$

$$J_{E2}^{*\measuredangle} = J_D^{*\measuredangle} + J_{T2}^{*\measuredangle}. \tag{15}$$

Zur Charakterisierung von $J_D^{*\measuredangle}$ gilt im Vergleich zu Abschnitt 6:

- Der Strom $J_D^{*\measuredangle}$ entspricht dem streng lastunabhängigen Magnetisierungsanteil $J_{G\mu}^{\measuredangle}$.
- $J_D^{*\measuredangle}$ liegt um 90° verdreht zu $U_{\text{Netz}}^{\measuredangle}$ in Phase mit $J_{G\mu}^{\measuredangle}$. Die Winkeldifferenz zwischen $U_{\text{Netz}}^{\measuredangle}$ und $E_G^{\measuredangle}$ wird vernachlässigt.
- Der erforderliche Betrag J_D^* hängt vom Luftspalt und den magnetischen Spannungsabfällen im Eisenkreis des Generators bzw. von der Sättigung ab.
- Für den Betrag J_D^* wird der Leerlaufwert $J_D\,(J_{T2} = 0)$ zugrundegelegt.

Für die Bewertung von J_{T2}^* ist im Vergleich mit Abschnitt 7 maßgebend:

- Der Strom J_{T2}^* entspricht dem streng lastabhängigen Erregungsanteil zur Kompensation der Ankerrückwirkung und lastabhängigen Polstreuung.

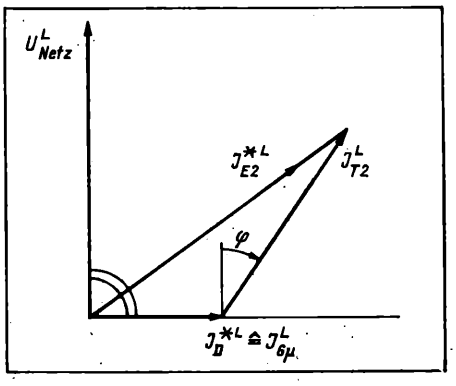


Bild 7. Vereinfachtes Stromdreieck der erforderlichen Erregungsanteile
Voraussetzung: $U_{\text{Netz}}^{\measuredangle}$ parallel $E_G^{\measuredangle}$

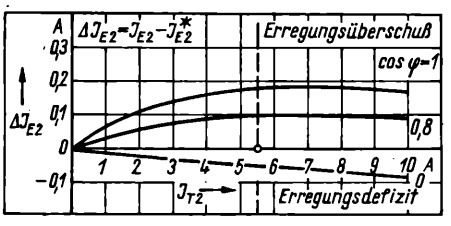


Bild 8. Differenzen der Erregerströme $\Delta I_{E2} = f(I_{T2}, \cos\varphi)$

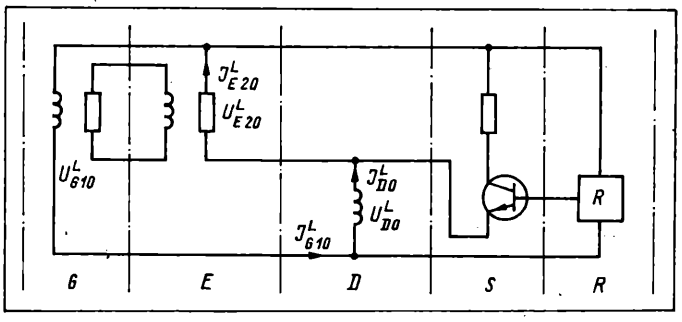


Bild 9. Ersatzschaltung für Leerlauf
Trafo vernachlässigt

- J_{T2}^* liegt in Phase mit $J_{G1}^{\measuredangle}$, also $\delta = 0$.
- Der erforderliche Betrag J_{T2}^* hängt vom Ankerstrombelag und der Polstreuung ab.
- Für den Betrag gilt $J_{T2}^* = J_{T2}$.

Aus Bild 3 folgt damit das vereinfachte Stromdreieck nach Bild 7 als Grundlage für die Ermittlung des erforderlichen Erregerstromes.

$$J_{E2}^* = \sqrt{J_D^{*2} + 2\,J_D\,J_{T2}^* \sin\varphi + J_{T2}^2} \tag{16}$$

$$J_D^* = \frac{U_{\text{Netz}}}{\sqrt{(R_D + R_{E2})^2 + X_D^2}} = J_D\,(J_{T2} = 0) \quad \text{nach Gl. (4)} \tag{17}$$

9. Erregungsdifferenzen bei Belastung

Der Vergleich von I_{E2} mit I_{E2}^* kann über dem gemeinsamen Bezugsparameter I_{T2} erfolgen [6]. Die auf Bild 8 dargestellten Differenzen sind mit maßgebend für den Verlauf der Spannungskennlinien nach Bild 1. Dabei ist zu beachten, daß wegen der Absetzregelung stets mit einem Erregungsüberschuß gearbeitet wird und die kompoundierten Kennlinien erheblich über der Nennspannung liegen. Unerwünscht ist aber stets eine übermäßige Spreizung bei den einzelnen Leistungsfaktoren, da davon der Stellbereich der Generatorspannung bei begrenzter Leistung des Stellgliedes abhängt.

Allgemein führen die mit der Belastung zunehmenden Unterschiede zwischen dem erforderlichen und bereitgestellten Erregerstrom bei allein kompoundierter Erregung trotz sorgsamer Einstellung zu einem Auseinanderlaufen der äußeren Kennlinien $U_{\text{Netz}} = f(I_{G1}, \cos\varphi)$ [4] und [9]. Für die Breite des Toleranzbandes bzw. die Spreizung sind systembedingte und zufällige Ursachen verantwortlich.

Für die systembedingte Spreizung sind maßgebend:

- Die geometrische Addition bei unterschiedlichen Leistungsfaktoren [10].

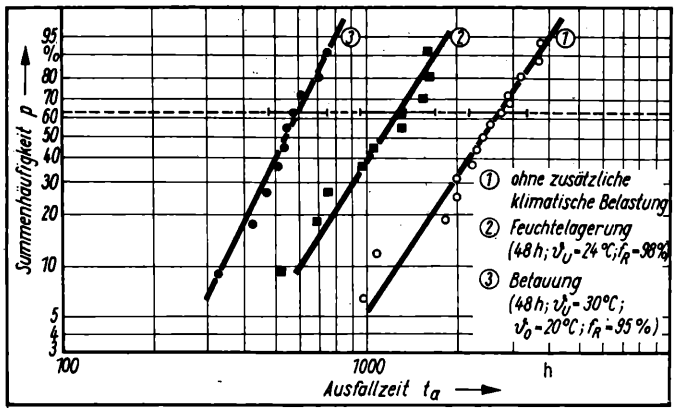


Bild 3. Verteilungsfunktionen der Ausfallzeiten der Windungsisolierung im Motorettentest bei verschiedenen Alterungstemperaturen; Belastungszyklus:
- thermische Belastung im Wärmeschrank
- mechanische Belastung auf dem Schwingtisch (1 h bei 1,5 g) bei Raumtemperatur
- Feuchtelagerung (48 h bei 98 % rel. Luftfeuchte) bei Raumtemperatur
- Spannungsprüfung (10 min bei 120 V) während der Feuchtelagerung

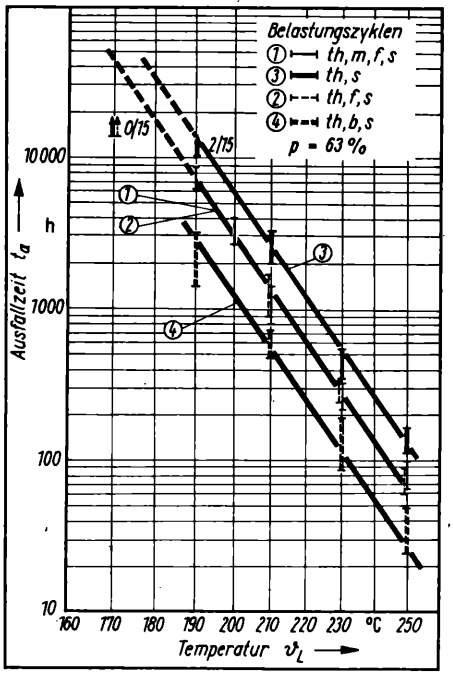


Bild 4. Ausfallzeit-Temperatur-Kennlinien der Windungsisolierung von Motoretten bei unterschiedlichen Belastungen
th thermische Belastung im Wärmeschrank; *m* mechanische Belastung auf dem Schwingtisch; *f* Feuchtelagerung; *b* Betauung; *s* Spannungsprüfung

approximiert werden (Bild 3), wobei der Weibullexponent, der den Anstieg der Verteilungsfunktion darstellt, keine signifikante Abhängigkeit von der Temperatur zeigt. Der Zusammenhang zwischen der Ausfallzeit t_a und der Temperatur T kann im untersuchten Bereich der Lagerungstemperatur ϑ_L mit dem von *Büssing* [3] aus der chemischen Reaktionskinetik abgeleiteten thermischen Lebensdauergesetz

$$t_a = a \cdot e^{\frac{b}{T}} \qquad (2)$$

beschrieben werden. Die Ausfallzeit-Temperatur-Kennlinie ergibt in einem Koordinatensystem, bei dem auf der Ordinate die Ausfallzeit logarithmisch und auf der Abszisse die Temperatur entsprechend einer $1/T$-Teilung aufgetragen ist, eine Gerade (Bild 4, Kennlinie 1). Der thermische Lebensdauerexponent b, der dem Anstieg der Lebensdauerkennlinie entspricht, ist eine Kenngröße des Alterungsprozesses, die alle chemischen und physikalischen Änderungen in der Isolierung beinhaltet. Der Lageparameter a ist sowohl vom Alterungsprozeß als auch von der Geometrie der Prüfkörper und dem gewählten Prüfkriterium (z. B. der Höhe der Prüfspannung) abhängig. Die t_a-T-Kennlinien werden hier nur für das 63-%-Quantil ermittelt. Für andere Quantile ergeben sich bedingt durch die Tatsache, daß der Weibullexponent für alle Temperaturen gleich ist, parallele Geraden.

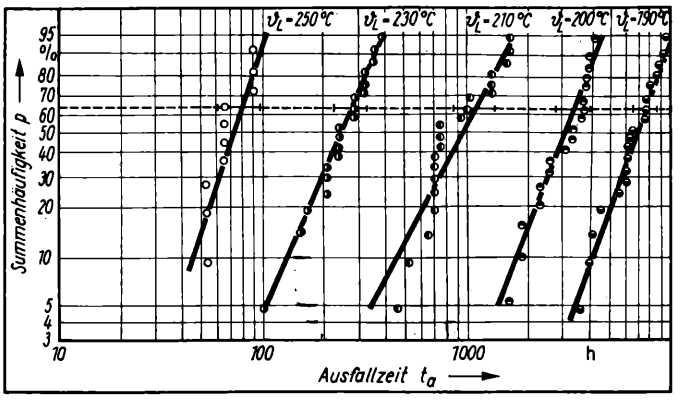


Bild 5. Ausfallzeiten der Windungsisolierung von Motoretten für verschiedene klimatische Belastungen
Belastungszyklus:
- thermische Belastung im Wärmeschrank ϑ_L = 210 °C
- klimatische Belastung
- Spannungsprüfung (10 min bei 120 V) bei jeweiliger klimatischer Belastung

Die Untersuchungen ergaben für das geprüfte Isoliersystem, daß die gewählte mechanische Belastung auf dem Schwingtisch keinen nachweisbaren Einfluß auf die Ausfallzeit hat. Die t_a-T-Kennlinien des Motorettentests mit und ohne mechanische Belastung (Bild 4, Kennlinien *1* und *2*) zeigen keine signifikanten Unterschiede. Zur Beurteilung des Einflusses der klimatischen Belastung sollen die Ausfallzeiten der Windungsisolierung verglichen werden, die zyklisch wie folgt belastet wurden:

— Thermische Belastung, Spannungsprüfung unter Raumbedingungen bei 50—60 % relativer Feuchte (ohne zusätzliche klimatische Belastung)
— thermische Belastung, Feuchtelagerung bei etwa 98 % rel. Feuchte, Spannungsprüfung während der Feuchtelagerung
— thermische Belastung, Betauung, Spannungsprüfung während der Betauung.

Es zeigt sich, daß ohne zusätzliche klimatische Belastung größere Ausfallzeiten auftreten als bei Feuchtelagerung, und diese sind wiederum größer als bei Betauung. Jedoch ist in allen drei Fällen der Weibullexponent der Verteilungsfunktion der Ausfallzeiten (Bild 5) und der Anstieg der t_a-T-Kennlinien (Bild 4, Verteilungsfunktionen *2*, *3*, *4*) gleich. Da somit auch der thermische Lebensdauerexponent gleich ist, bedeutet dies, daß die klimatische Belastung die Ausfallzeit aber nicht den Alterungsprozeß beeinflußt. Bei der Alterung im Motorettentest handelt es sich also dominierend um eine thermische Alterung.

2. Dauerreversiertest

Zur Prüfung der Isolierung kompletter Maschinen wird in der Literatur [4] [5] der Dauerreversiertest empfohlen, weil dieses Verfahren im Vergleich zu Methoden mit Belastungsmaschinen [6] einen geringen versuchstechnischen Aufwand erfordert. Im Dauerreversiertest wird die Maschine durch zyklisches Reversieren belastet, ohne daß an der Welle ein zusätzliches Lastmoment anliegt. Die Maschine wird vom Netz getrennt und mit vertauschten Phasen wieder zugeschaltet. Dadurch wird der Läufer bis zum Stillstand gebremst und in entgegengesetzter Drehrichtung wieder bis zum Erreichen der Leerlaufdrehzahl beschleunigt. Während dieser Reversierungen entstehen größere Verluste als in den Zeiträumen zwischen den Reversierungen, in denen die Maschine im Leerlauf arbeitet. Die gewünschte Wicklungstemperatur läßt sich durch die entsprechende Reversierfrequenz einstellen. Bei diesen Verfahren liegt neben der thermischen Belastung auch gleichzeitig eine höhere mechanische Belastung der Isolierung während des Reversierungsvorganges vor. Für die Versuche wurden NSAM mit einer Nennleistung von 0,55 kW ausgewählt, die das gleiche Isoliersystem wie die Motoretten besaßen. Zur Bedämpfung der beim Schalten entstehenden Überspannungen wurden die Maschinen mit einer *R*-*C*-Beschaltung versehen. Die Temperaturmessung erfolgte durch die Messung des Wicklungswiderstandes. Damit ist allerdings nur die Bestimmung der mittleren Wicklungstemperatur möglich. Auf einen Einbau von Thermoelementen in die Wicklung wurde verzichtet, da der Dauerreversiertest auch zur Prüfung industriell gefertigter Maschinen dienen soll, bei denen ein nachträgliches Einbringen der Thermoelemente in die

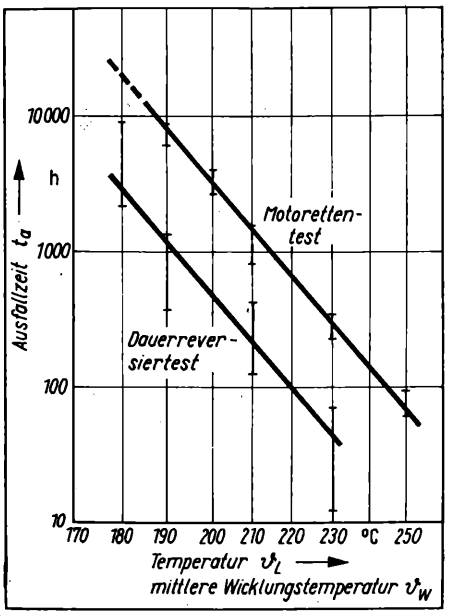


Bild 6. Ausfallzeit-Temperatur-Kennlinien der Windungsisolierung im Dauerreversiertest und im Motorettentest
ϑ_L Lagerungstemperatur im Motorettentest;
ϑ_W mittlere Wicklungstemperatur im Dauerreversiertest

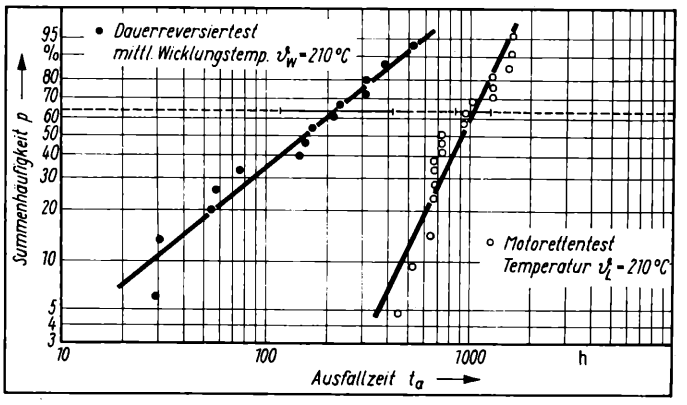


Bild 7. Verteilungsfunktionen der Ausfallzeiten der Windungsisolierung im Dauerreversiertest und im Motorettentest für 210 °C

imprägnierte Wicklung nicht mehr möglich ist. Die Ausfallzeiten wurden für die mittleren Wicklungstemperaturen von 180, 190, 210 und 230 °C ermittelt. Je Temperaturebene standen 10 bis 14 Maschinen zur Verfügung, die alle durch Windungsschluß ausfielen. Es zeigt sich auch im Dauerreversiertest, daß der Weibullexponent unabhängig von der Temperatur ist. Die Ausfallzeit-Temperatur-Kennlinie (Bild 6) kann ebenfalls mit dem Lebensdauergesetz — siehe (2) — beschrieben werden.

3. Übertragbarkeit der an Modellprüfkörpern gewonnenen Erkenntnisse auf die Isolierung von Maschinen

Zur Klärung der Frage, ob die an der Motorette gewonnenen Erkenntnisse auf die Isolierung kompletter Maschinen übertragbar sind, sollen im folgenden die Belastungen und die sich daraus ergebenden Schwachstellen der Windungsisolierung bei beiden Verfahren miteinander verglichen werden.

Im Motorettentest liegt, bedingt durch die thermische Belastung im Wärmeschrank, bei der thermischen Alterung eine homogene Temperaturverteilung in der Isolierung vor. Während der zyklischen elektrischen Prüfung wird die Isolierung zwischen zwei parallelen Drähten bei jeder Windung mit $U_p \sim = 120$ V 10 Minuten bei Raumtemperatur belastet. Der Verlust des Isoliervermögens tritt dann ein, wenn die Isolierung an der zufällig schwächsten Stelle nicht mehr in der Lage ist, das Potential zu trennen.

Die zyklische klimatische Belastung verändert nicht die Alterung, sondern bewirkt nur, daß die Isolierung an dieser zufällig schwächsten Stelle zu einem früheren Zeitpunkt nicht mehr in der Lage ist, das Potential zu trennen. Die zyklische mechanische Belastung kann vernachlässigt werden. Da die thermische und elektrische Belastung unabhängig vom Ort ist, ist die zufällig schwächste Stelle schon vor der Alterung vorgegeben. Es kann sich hierbei um bei der Herstellung entstehende Fehlstellen im makroskopischen bzw. mikroskopischen Bereich handeln. Als Beispiel für makroskopische Fehlstellen seien Gebiete mit einer zu geringen Drahtlackdicke, Bereiche in der Spule, in die kein Imprägniermittel eingedrungen ist, oder Unregelmäßigkeiten (z. B. Grate und Spitzen) auf der Oberfläche des Kupferdrahtes genannt. Zu den mikroskopischen Fehlstellen werden Crazes und feine Risse gezählt.

Im Dauerreversiertest ist auf Grund der Wärmeabführung bei Maschinen die Temperaturverteilung in der Wicklung inhomogen, d. h., die thermische Beanspruchung ist abhängig vom Ort. Bei Träufelwicklungen ist die geometrische Lage der einzelnen Windungen in einer Spule von den zufälligen Ereignissen während des Wickelns und des Einbaus der Spulen in die Nut abhängig. Die Spannung, die die Isolierung zwischen zwei nebeneinanderliegenden Windungen belastet, ist eine ortsabhängige Zufallsgröße.

Im Gegensatz zum Motorettentest wird die Isolierung gleichzeitig thermisch, mechanisch und elektrisch belastet. Der Ort, an dem es zum ersten Windungsschluß kommt, wird also nicht nur von der Fehlstelle der Isolierung, sondern auch von der ortsabhängigen Belastung bestimmt.

Belastung	klimatische Belastung	Drahtlänge	Temperaturverteilung	Spannungsverteilung	Herstellung
1 (Motorettentest)	Feuchtelagerung	$n \cdot \Delta l$	homogen $\vartheta(x) = \vartheta$	homogen $U(x) = 120$ V	Labor von Hand
2	ohne klimat. Belastung	$n \cdot \Delta l$	homogen $\vartheta(x) = \vartheta$	homogen $U(x) = 120$ V	Labor von Hand
3	ohne klimat. Belastung	$m \cdot \Delta l$ $m \gg n$	homogen $\vartheta(x) = \vartheta$	homogen $U(x) = 120$ V	Labor von Hand
4	ohne klimat. Belastung	$m \cdot \Delta l$ $m \gg n$	inhomogen $\vartheta_{min} \leq \vartheta(x) < \vartheta_{max}$	inhomogen 0,56 V < U(x) < 110 V	Labor von Hand
5 (Dauerreversiertest)	ohne klimat. Belastung	$m \cdot \Delta l$ $m \gg n$	inhomogen $\vartheta_{min} \leq \vartheta(x) < \vartheta_{max}$	inhomogen 0,56 V < U(x) < 110 V	industriell gefertigt

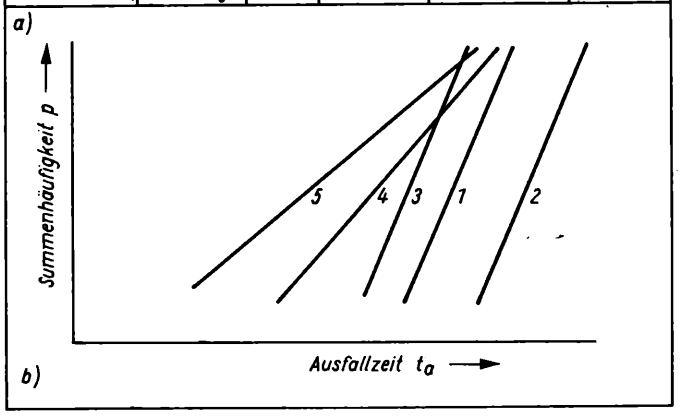


Bild 8. Einfluß der unterschiedlichen Belastung im Motoretten- und im Dauerreversiertest auf die Ausfallzeit (schematisch)
a) Belastungsfälle; *b*) Verteilungsfunktionen der Ausfallzeiten für unterschiedliche Belastungen

Das heißt, die zufällig schwächste Stelle ist die Stelle in der Windungsisolierung, an der zwischen den Größen Temperatur, elektrische und mechanische Spannung sowie Fehlstelle die für den Ausfall ungünstigste Konstellation vorliegt. Der Windungsschluß muß nicht an der Stelle eintreten, an der die Temperatur am höchsten ist, wenn dort die elektrische Spannung relativ gering ist, sondern es kann durchaus dort zum Windungsschluß kommen, wo die Temperatur kleiner ist, aber die Spannung hoch ist und eine kritische Fehlstelle vorliegt.

Ein Vergleich der Ausfallzeit-Temperatur-Kennlinien des Motoretten- und des Dauerreversiertestes zeigt, daß die beiden Kennlinien im (ln t-l/T)-Koordinatensystem durch parallele Geraden dargestellt werden können (Bild 6). Im Dauerreversiertest liegt der gleiche Alterungsprozeß wie im Motorettentest vor, d. h., die Alterung der Windungsisolierung wird ebenfalls durch die chemisch-physikalischen Alterungsreaktionen der thermischen Alterung bestimmt. Die elektrische und mechanische Belastung als Teil der komplexen Belastung im Dauerreversiertest können Einfluß auf die Höhe und die Streuung der Ausfallzeiten, aber nicht auf den Anstieg der Ausfallzeit-Temperatur-Kennlinie haben. Die Messungen ergaben, daß der Weibullexponent der Verteilungsfunktionen der Ausfallzeiten im Motorettentest größer als im Dauerreversiertest ist (Bild 7).

Zur Interpretation der kleineren Ausfallzeiten und kleineren Weibullexponenten im Dauerreversiertest soll der Einfluß der unterschiedlichen Belastung bei beiden Verfahren und des konstruktiven

Aufbaus der Prüfkörper auf die Ausfallzeit diskutiert werden. Dabei sollen beim Motorettentest die Beanspruchung und die Prüfkörper gedanklich soweit stufenweise geändert werden, bis das Verfahren dem Dauerreversiertest entspricht. Natürlich ist die Berücksichtigung aller Unterschiede nicht möglich und auch nicht notwendig. Deshalb genügt die Beschränkung auf die Unterschiede in der Temperaturverteilung, der Spannungsverteilung, der Länge der belasteten Windungsisolierung, der klimatischen Belastung und der Einflüsse bei der Herstellung (Bild 8a).

Im Motorettentest sind Temperatur- und Spannungsverteilung homogen. Jedes Teilstück der Windungsisolierung wird im Wärmeschrank mit der gleichen Temperatur und bei der Spannungsprüfung mit der gleichen Spannung belastet. Zum Windungsschluß wird es in dem Teilstück kommen, in dem die kritische Fehlstelle vorliegt. Ohne klimatische Belastung ergeben sich größere Ausfallzeiten als mit klimatischer Belastung (Bild 8b, Verteilungsfunktionen *1* und *2*). In einer Maschine ist die gesamte Windungszahl wesentlich größer als in der Motorette. Eine Motorette mit größerer Windungszahl, also größerer Drahtlänge, würde auf Grund der größeren Wahrscheinlichkeit von Fehlstellen kleinere Ausfallzeiten ergeben, die mit dem Vergrößerungsgesetz berechnet werden könnten. Der Weibullexponent ist jedoch unabhängig von der Länge der betrachteten Windungsisolierung (Bild *8* b, Verteilungsfunktion *3*).

Im nächsten Schritt soll die Ausfallzeit bei diesen Prüfkörpern betrachtet werden, wenn eine inhomogene Temperatur- und Spannungsverteilung analog zur Maschine vorliegt. Jedes Teilstück x wird mit einer anderen Temperatur und Spannung belastet.

Es ist zu beachten, daß die minimal und maximal in der Wicklung auftretenden Temperaturen (ϑ_{min}, ϑ_{max}) und Spannungen (ϑ_{min}, U_{max}) Größen sind, die einer Exemplarstreuung unterliegen. Gemessen und zum Vergleich mit der homogenen Belastung herangezogen wird die mittlere Wicklungstemperatur ϑ_w. Bei inhomogener wird gegenüber der homogenen Temperatur- und Spannungsverteilung die Streuung der Ausfallzeiten größer sein (Bild *8* b, Verteilungsfunktionen *3* und *4*). Für den Fall, daß bei inhomogener Belastung an einer Fehlstelle die Temperatur größer ist als die mittlere Wicklungstemperatur und die maximal mögliche Spannung anliegt, wird die Ausfallzeit kleiner sein als bei der homogenen Belastung. Es sind aber auch Fälle denkbar, bei denen die Ausfallzeit bei inhomogener gegenüber der homogenen Belastung größer ist. Zum Beispiel ist es möglich, daß an Stellen, an denen relativ hohe Temperaturen auftreten, die Spannung relativ klein ist und keine kritischen Fehlstellen vorhanden sind. Eine quantitative Abschätzung der Verteilungsfunktion ist allerdings nicht möglich, da bei einer Maschine der Ort des ersten Windungsschlusses und die Belastungsgrößen Spannung und Temperatur an dieser Stelle nicht bestimmt werden können.

Einen wesentlichen Einfluß auf die Ausfallzeit werden die Vorgänge während der Herstellung der Wicklung haben. Die Höhe der mechanischen Beanspruchung der Isolierung und deren Streuung von Prüfkörper zu Prüfkörper wird bei der Herstellung von Hand im Labor weitaus geringer sein als bei der maschinellen Wickel- und Einziehtechnik im Werk. Dadurch ist zu erwarten, daß sich bei Maschinen kleinere Ausfallzeiten und kleinere Weibullexponenten ergeben (Bild *8* b, Verteilungsfunktion *5*).

Aus diesen Überlegungen ergibt sich, daß im Dauerreversiertest der Weibullexponent und der Lageparameter neben dem Isoliersystem auch vom konstruktiven Aufbau und der Herstellungstechnologie abhängen.

Aus dem Vergleich der Ausfallzeiten beider Verfahren können zusammenfassend folgende Schlußfolgerungen gezogen werden:

Der Anstieg der Ausfallzeit-Temperatur-Kennlinie der Windungsisolierung im ($\ln t$-$1/T$)-Koordinatensystem des Motorettentestes und des Dauerreversiertestes und somit die thermischen Lebensdauerexponenten sind gleich. Bei beiden Verfahren ist die thermische Beanspruchung dominierend für die Alterung verantwortlich. Es unterscheiden sich jedoch die Lageparameter und die Weibullexponenten.

Der Dauerreversiertest ergibt die gesichertsten Aussagen über die Eignung von Isoliersystemen, da hierbei die Technologie der Wicklung, der konstruktive Aufbau und der Betrieb der Maschine in das Ergebnis einfließen. Der Aufwand für die Prüflingsherstellung und die experimentellen Untersuchungen ist jedoch wesentlich höher als beim Motorettentest. Für die Prüfung von Isoliersystemen wird empfohlen, die Ausfallzeit-Temperatur-Kennlinie im Motorettentest aufzunehmen. Für die Prüfung der Isolierung in der kompletten Maschine ist es ausreichend, die Ausfallzeit für eine Temperatur experimentell im Dauerreversiertest zu bestimmen. Der Anstieg der Lebensdauerkennlinie im Dauerreversiertest kann für kleine Baugrößen vom Motorettentest übernommen werden. Bei Maschinen größerer Baugrößen kann nicht ausgeschlossen werden, daß mechanische Kräfte im Wickelkopf den Alterungsprozeß beeinflussen.

Die angewendeten Verfahren dienen zur Beurteilung der thermischen Beständigkeit von Isoliersystemen. Dabei ist die Zuordnung zu einer bestimmten Wärmebeständigkeitsklasse nur möglich durch den Vergleich mit einem Referenzsystem, das sich in der Praxis für eine bestimmte Wärmebeständigkeitsklasse bewährt hat.

Literatur

[1] Standardprüfverfahren für die thermische Bewertung und Identifizierung von Isoliersystemen für Drahtwicklungen rotierender elektrischer Maschinen (engl.) IEC — Document 2J (Secr.) 8, 1984

[2] *Ermolin, N. P.; Zerichin, I. P.:* Zuverlässigkeit elektrischer Maschinen. Berlin: VEB Verlag Technik 1981

[3] *Büssing, W.:* Beiträge zum Lebensdauergesetz elektrischer Maschinen. Archiv für Elektrotechnik 36 (1942) 6, S. 333—361 und 36 (1942) 12, S. 735—742

[4] *Horvath, A.:* Moderne Testmethoden zur Bestimmung der Lebensdauer von Asynchronmotoren mit einer Nennspannung kleiner 1000 V (engl.). International Conference Reliability and Lifetime of Electrical Maschines. Budapest: Proceedings (1984) S. 17—32

[5] *Schwarz, H.:* Bestimmung der Zuverlässigkeit elektrischer Maschinen mit zeitraffender Prüftechnologie. ELEKTRIE, Berlin 36 (1982) 4, S. 194—199 und 36 (1982) 5, S. 248—249

[6] *Warbinek, K.:* Über die Alterung und Lebensdauer von Wicklungen in elektrischen Maschinen bei hohen Temperaturen. Dissertation. Gesamthochschule Kassel 1981

EA 5694

Zur konstruktiven Gestaltung von Lagerschilden elektrischer Maschinen unter Beachtung der Wärmeabgabe

H. Biesenack; U. Andrae; R. Neundorf; U. Richter; Ilmenau

Die Abgabe von Wärme über die Lagerschilde einer elektrischen Maschine gewinnt bei Einsatz der Oberflächenkühlung entscheidende Bedeutung. Diese Aussage wird insbesondere bei Maschinen großer Leistung bedeutungsvoll, da über die Lagerschilde derartiger Maschinen ungefähr 60 % der Gesamtverluste abgeführt werden müssen. Diese Tatsache zwingt dazu, die Lagerschilde umfassend als wärmeabgebende Oberfläche zu berücksichtigen.

Hierbei muß eine entsprechende Außen- und Innenrippung zur notwendigen Oberflächenvergrößerung beitragen. Wenn in diesem Zusammenhang zur Verringerung des Lärms und der Verschmutzung eine entsprechende Haube um die Maschine angeordnet wird, muß die Frage nach der Festlegung des Abstandes der Haube von der berippten Oberfläche unter dem Gesichtspunkt einer kühlwirksamen und geräuscharmen Führung des Kühlmittelstromes beantwortet werden. Damit ergibt sich eine Problemstellung, die auch für andere Anwendungsfälle (Kühlung leistungselektronischer Bauelemente, Wärmetauscher) interessant ist.

Untersuchungen

Die Beantwortung der zuvor gestellten Frage setzt den Entwurf unterschiedlicher Lagerschilde im Hinblick auf eine gute Wärmeabgabe voraus. Dabei ist es wenig sinnvoll, eine Oberflächenvergrößerung der wärmeabgebenden Fläche durch beliebige Ausdehnung der Rippenhöhe zu erreichen. Ausgehend von einer gleichmäßig mittleren Geschwindigkeit entlang der Rippenwände wird z. B. bei einer Rippenbreite von 8 mm und einer Rippenhöhe von ungefähr (50 bis 80) mm bereits (60—80) % der Wärmeabgabe einer theoretisch unendlich ausgedehnten Kühlrippe erreicht [1].

Dr. sc. techn. *Hartmut Biesenack* ist Dozent an der Sektion Elektrotechnik, Wissenschaftsbereich Elektromechanik und Technologie der TH Ilmenau. Dipl.-Ing. *Uwe Andrae* und Dipl.-Ing. *Roland Neundorf* waren zur Zeit der Abfassung des Artikels wissenschaftliche Assistenten im Wissenschaftsbereich Elektromechanik und Technologie und Dipl.-Ing. *Uwe Richter* war wissenschaftlicher Assistent im Wissenschaftsbereich Isolier- und Hochspannungstechnik der Sektion ET der TH Ilmenau.

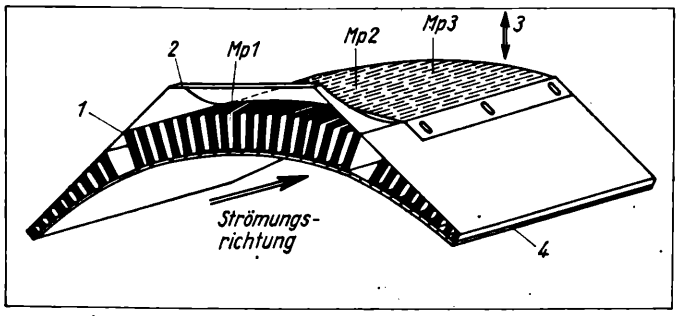


Bild 1. Prinzipieller Aufbau des Meßmodells für verschiedene Lageschildkonfigurationen am Beispiel für *Variante I*
1 Rippen
2 Anpassung Kühlkanäle-Rippung
3 verschiebbare Abdeckhaube
4 Grundplatte
MP Meßpunkt

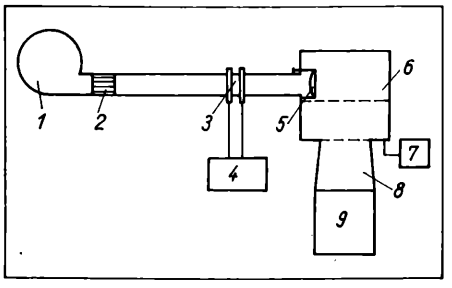


Bild 2. Aufbau der Meßstrecke
1 Lüfter
2 Strömungsgleichrichter
3 Viertelkreisdüse
4 U-Rohrmanometer
5 Drossel
6 Beruhigungskammer
7 Differenzdruckmesser
8 Luftführung zwischen Beruhigungskammer und Modell
9 Modell

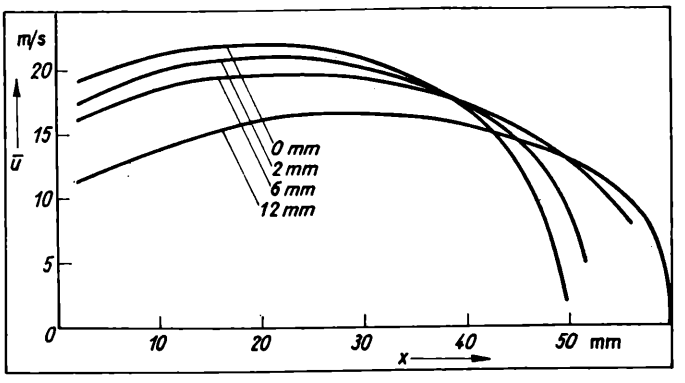


Bild 3. Geschwindigkeitsprofil ($\bar{u}$) zu *Variante I*, *MP 2*, $\dot{V} = 300\,l\,s^{-1}$ (Parameter ist der Haubenabstand von der Rippenoberkante).

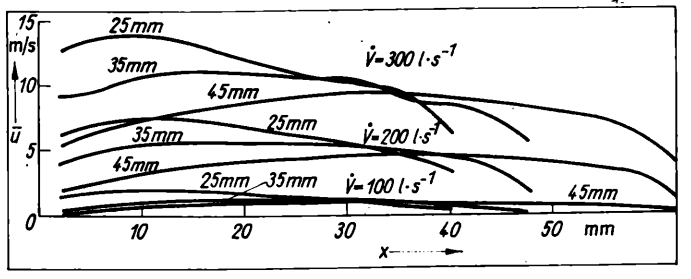


Bild 4. Geschwindigkeitsprofil ($\bar{u}$) zu *Variante III*, *MP 2*. (Der Abstand der Haube von der Rippenoberkante ist Parameter.)

Zur Erfassung zuverlässiger Werte hinsichtlich der Wärmeabgabe macht es sich erforderlich, genaue Angaben über die örtliche Geschwindigkeitsverteilung experimentell zu bestimmen. Für die hier zur Diskussion stehende Problematik muß untersucht werden, ob und wie eine Verdrängung der Luftströmung aus dem eigentlichen Rippenkanal bei Variation des Abstandes Haube — Rippenoberkante erfolgt und wie sich dabei die mittlere Kühlluftgeschwindigkeit verändert. Für die Untersuchungen wird dabei eine isotherme Luftströmung vorausgesetzt und die Abhängigkeit des Geschwindigkeitsprofils von der Temperatur (beheizte Rippen) vernachlässigt. Zu diesem Zweck wurde das Modell des Lagerschildes einer Drehstrom-Asynchronmaschine angefertigt, wobei folgende Rippenkonfigurationen untersucht wurden (Bild 1):

Variante I:	Rippenhöhe 50 mm Rippenabstand 6 mm
Variante II:	Rippenhöhe 50 mm Rippenabstand 50 mm
Variante III:	Rippenhöhe 20 mm Rippenabstand 20 mm.

Die *Varianten II* und *III* sind unter dem Aspekt der zur Zeit möglichen gießtechnischen Realisierung derartiger Lagerschilde zu sehen.
Die Beströmung des Modells muß mit einem genau einstellbaren Volumenstrom erfolgen. Als Variante zur Bestimmung integraler Parameter bietet sich das Druckkammerverfahren an. Eine dazu vorhandene Versuchsanlage konnte ohne wesentliche Veränderungen genutzt werden (Bild 2). Mit dieser Anordnung ist es möglich, den Volumenstrom als Funktion des Druckabfalls über dem Lagerschild zu bestimmen.
Zur Bestimmung der Kühlluftgeschwindigkeit wurde die Hitzdrahtanemometrie herangezogen. Die Messungen wurden mit dem Konstanttemperaturverfahren durchgeführt. Ein wesentlicher Grund für diese Entscheidung war hierbei der Umstand, daß bei unerwarteter Verringerung der Strömungsgeschwindigkeit der Hitzdraht nicht durchbrennt.

Ergebnisse

Im Ergebnis der Messungen kann folgendes festgestellt werden:

1. *Variante I* ist deutlich den anderen Varianten überlegen (Bild 3). Bei dieser Variante werden die günstigsten mittleren Geschwindigkeiten und die größte zur Wärmeabgabe wirksame Fläche erreicht. Daraus resultierend müßten Anstrengungen unternommen werden, eine zur Herstellung derartiger Rippengeometrien notwendige Technologie zu entwickeln.
2. Unter dem Gesichtspunkt einer technologisch notwendigen Verringerung der Rippenhöhe bei gleichem Rippenabstand muß beachtet werden, daß zur Begrenzung der Luftgeschwindigkeit auf reale Bereiche bei Realisierung eines bestimmten Volumenstromes der erforderliche Mindestquerschnitt der Kühlkanäle oft nur durch Anheben der Abdeckhaube realisiert werden kann.
3. Unter Beachtung der zuvor gemachten Aussage ist zu berücksichtigen, daß der Abstand der Abdeckhaube von der Rippenoberkante den 1,5fachen Wert der Rippenhöhe nicht überschreitet. Größere Abstände bewirken unvermeidlich eine Verringerung der Kühlluftgeschwindigkeit und der wirksamen wärmeabgebenden Fläche, wodurch die Wärmeabgabe der vorgeschlagenen Konstruktion stark verschlechtert würde (Bild 4).

Literatur

[1] *Gotter, K.:* Erwärmung und Kühlung elektrischer Maschinen. Berlin/Göttingen/Heidelberg: Springer-Verlag 1954

EA 5638

Hinweise für alle Bezieher im Ausland!

Bitte erneuern Sie rechtzeitig Ihr Abonnement für die Fachzeitschrift ELEKTRIE, damit Sie sich für 1987 wieder den Bezug aller Ausgaben sichern.
Wir freuen uns, daß Sie auch weiterhin zu den regelmäßigen Lesern unserer Publikation gehören.

Fourieranalyse der Spannungen und Ströme an der mit Zwischenkreisumrichter gespeisten Asynchronmaschine

R. Zimmermann, KDT; Karl-Marx-Stadt

Bei der Speisung der Asynchronmaschine mittels Zwischenkreiswechselrichter sind abhängig vom verwendeten Wechselrichtertyp der Strom und die Spannung nichtsinusförmig, periodische Zeitfunktionen. Zur Ermittlung der zusätzlichen Beanspruchungen der Asynchronmaschine durch Pendelmomente und erhöhte Verluste werden die Zeitfunktionen der speisenden Spannung bzw. des speisenden Stromes nach *Fourier* zerlegt und ihre spektralen Anteile untersucht. Nach der in [6] gezeigten Theorie ist es möglich, aus dem Spektrum die in der Maschine sich einstellenden Oberschwingungen des Stromes bzw. der Spannung unter Beachtung der Frequenzabhängigkeit der Maschinenreaktanzen und -widerstände zu berechnen.

1. Die Asynchronmaschine am Gleichspannungszwischenkreiswechselrichter

Der Betrieb der Asynchronmaschine am Spannungswechselrichter entspricht bezüglich der Grundschwingung dem Betrieb der Asynchronmaschine am Netz mit variabler Frequenz, d.h., die speisende Spannung wird eingeprägt, und der Strom der Asynchronmaschine stellt sich entsprechend der aktuellen Belastung ein. Die Zuordnung der Amplitude der Grundschwingung zur Grundschwingungsfrequenz erfolgt entsprechend dem gewählten Steuerprinzip.

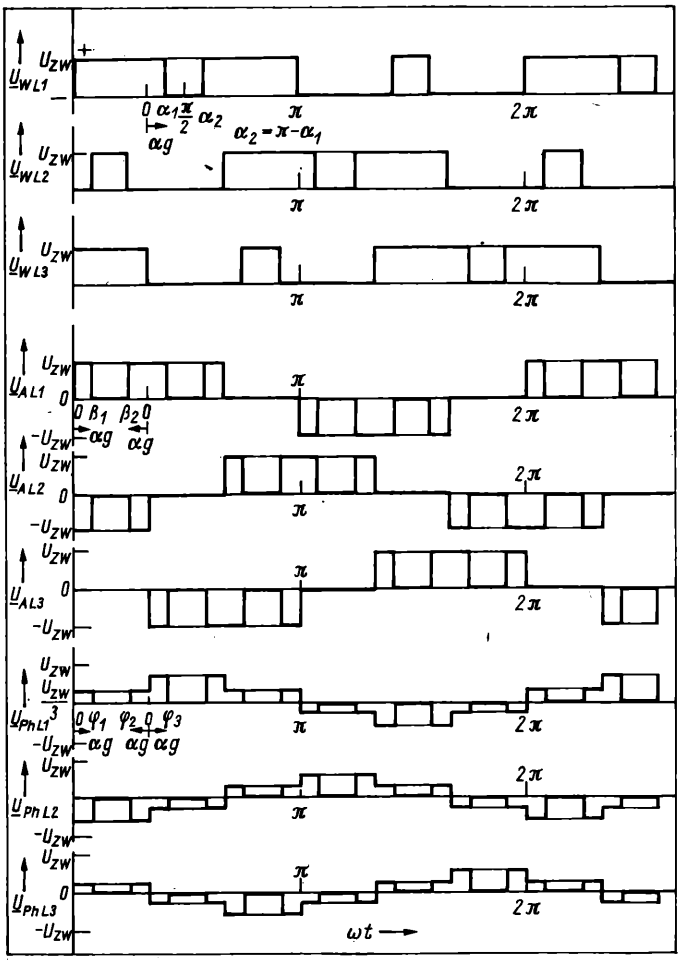


Bild 2. Zeitfunktionen der Spannungen, getaktet und gepulst, 3 Pulse

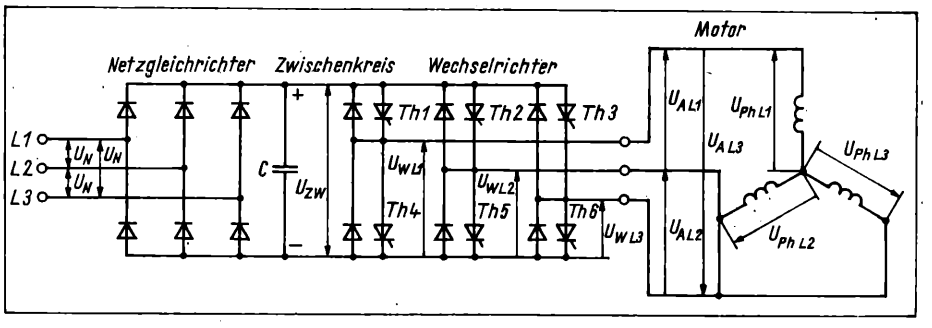


Bild 1. Wechselrichter mit Spannungszwischenkreis und Drehstrommotor in Sternschaltung

Zur Beschreibung des Betriebsverhaltens der Asynchronmaschine wird die speisende Spannung nach *Fourier* zerlegt und mittels Gleichungssystem der Asynchronmaschine die fließenden Ströme bestimmt.

Zur Beschreibung der speisenden Spannung werden folgende Vereinbarungen getroffen:

Ideale Entkopplung zwischen Netzgleichrichter und Wechselrichter, d.h., es wird mit einer ideal geglätteten Gleichspannung im Zwischenkreis gerechnet, und es existiert keine Rückwirkung der Belastung auf die Zwischenkreisspannung. Die Wechselrichterventile werden als ideale Schalter betrachtet und damit die endliche Kommutierungsdauer der Ventile vernachlässigt.

1.1. Spektren der speisenden Spannung

Als speisender Wechselrichter mit Spannungszwischenkreis wird die Schaltung nach Bild 1 (gezeichnet ohne Löscheinrichtung) angenommen. Die Stellung der Amplitude der Ausgangsspannung kann im Netzgleichrichter (gesteuerte Drehstrombrückenschaltung), im Zwischenkreis (Gleichspannungspulssteller) und im Wechselrichter (gepulster Wechselrichter) erfolgen. Die Leitdauer der Ventile im Wechselrichter beträgt eine Halbperiode der Ausgangsspannung (π-Leitdauer). Damit ist eine Rückwirkung der Maschinenspannung auf die Wechselrichterspannung ausgeschlossen. Unter den oben getroffenen Vereinbarungen ergibt sich die Wechselrichterausgangsspannung als Spannungsblöcke mit der Zwischenkreisspannung als Dachhöhe. Die Berechnung der Zwischenkreisspannung erfolgt bei gesteuerter sechspulsiger Drehstrombrückenschaltung nach (1):

$$U_{zw} = 2{,}34\, U_{N\,Ph} \cos \alpha \qquad (1)$$

α Steuerwinkel

und bei ungesteuerter sechspulsiger Drehstrombrückenschaltung

$$U_{zw} = 2{,}34\, U_{N\,Ph}. \qquad (2)$$

Untersucht werden am Beispiel des gepulsten Wechselrichters mit Spannungszwischenkreis die Zeitfunktionen der Spannung in einem Brückenzweig, bezogen auf das Minuspotential des Spannungszwischenkreises (hier genannt Wechselrichterspannung $\underline{U}_W$), die Zeitfunktionen der Wechselrichterausgangsspannung $\underline{U}_A$ und die Zeitfunktionen der Phasenspannung des Motors $\underline{U}_{PH}$. Alle untersuchten Spannungen sind im Bild 1 eingezeichnet. Dieses Beispiel des gepulsten Wechselrichters mit Spannungszwischenkreis wurde gewählt, da er alle vorkommenden Varianten der Spannungs-Frequenzzuordnung enthält. Die Arbeitsweise des Wechselrichters mit gesteuerter Netzdrehstrombrücke oder mit Pulssteller im Zwischenkreis und getaktetem Wechselrichter ist in der Arbeitsweise des gepulsten Wechselrichters enthalten. Bei idealer Entkopplung der

Dr.-Ing. *Rudolf Zimmermann* ist Lehrer im Hochschuldienst an der TH Karl-Marx-Stadt.

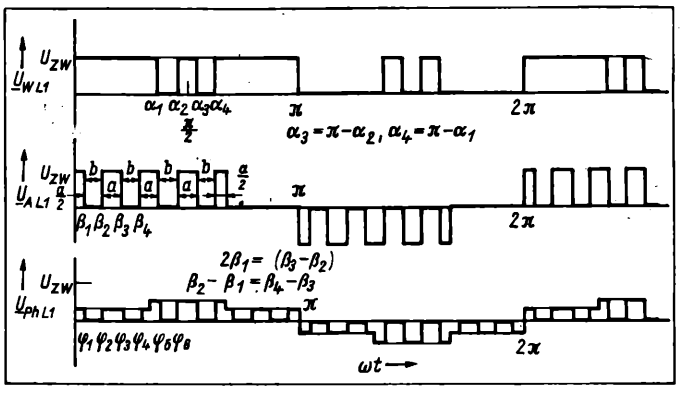


Bild 3. Zeitfunktionen der Spannungen, gepulst, 5 Pulse

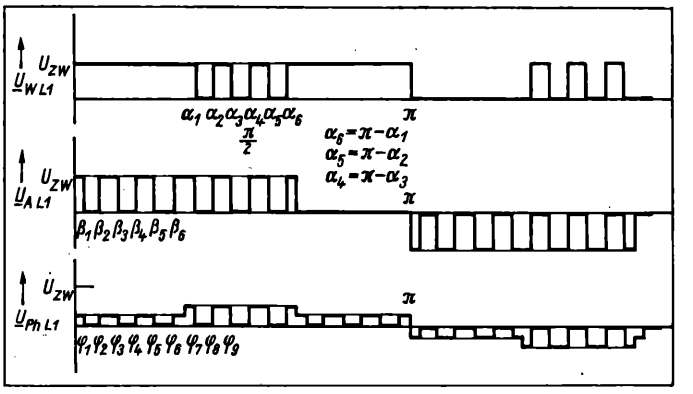


Bild 4. Zeitfunktionen der Spannungen, gepulst 7 Pulse

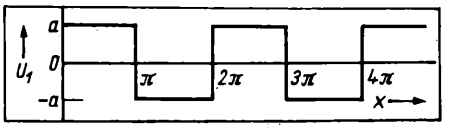


Bild 5. Rechteckfunktion

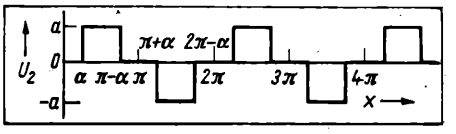


Bild 6. Stufenfunktion

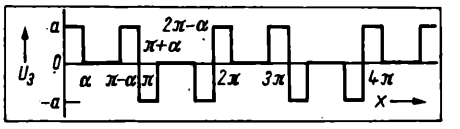


Bild 7. Zusammengesetzte Rechteckfunktion

Stellorgane des Umrichters sind nur die Schaltzustände der Wechselrichterzweige für die Ausgangsspannung maßgebend. An die Schaltfunktionen für die Ventile in den Brückenzweigen des Wechselrichters werden die Bedingungen der Gleichheit und der gegenseitigen Phasenverschiebung von $2\pi/3$ gestellt.

Zur Verdeutlichung der Zuordnung der Leiter- und Strangspannung bei Stern- und Dreieckschaltung der Ständerwicklung der Asynchronmaschine werden deren Verknüpfungsgesetze aufgeführt. Bei Sternschaltung gilt:

$$\underline{U}_L = \sqrt{3}\,\underline{U}_{PH} \quad \text{mit} \quad \sphericalangle(\underline{U}_L, \underline{U}_{PH}) = 30°$$
$$\underline{I}_L = \underline{I}_{PH} \quad \text{mit} \quad \sphericalangle(\underline{I}_L, \underline{I}_{PH}) = 0° \tag{3}$$

— bei Dreieckschaltung:

$$\underline{U}_L = \underline{U}_{PH} \quad \text{mit} \quad \sphericalangle(\underline{U}_L, \underline{U}_{PH}) = 0°$$
$$\underline{I}_L = \sqrt{3}\,\underline{I}_{PH} \quad \text{mit} \quad \sphericalangle(\underline{I}_L, \underline{I}_{PH}) = 30°. \tag{4}$$

Dieser Zusammenhang ist bei der Untersuchung der Asynchronmaschine bei Betrieb am Wechselrichter zu beachten. Dabei wurde der zeitliche Verlauf der speisenden Spannungen in den Bildern 2, 3 und 4 aufgezeigt, ausgehend vom Spannungsverlauf an Wechselrichterventilen (Bild 1). Bei sechspulsigem Wechselrichter gilt:

$$\underline{U}_{WL1} - \underline{U}_{WL2} = \underline{U}_{AL1}$$
$$\underline{U}_{WL2} - \underline{U}_{WL3} = \underline{U}_{AL2} \tag{5}$$
$$\underline{U}_{WL3} - \underline{U}_{WL1} = \underline{U}_{AL3}$$

und bei der Sternschaltung der Ständerwicklung

$$\underline{U}_{PHL1} - \underline{U}_{PHL2} = \underline{U}_{AL1}$$
$$\underline{U}_{PHL2} - \underline{U}_{PHL3} = \underline{U}_{AL2} \tag{6}$$
$$\underline{U}_{PHL3} - \underline{U}_{PHL1} = \underline{U}_{AL3}.$$

Trotz der ähnlichen Gleichung ist die Wechselrichterspannung nicht gleich der Strangspannung der Maschine. Auf Grund der Verkettung der Wechselrichterausgangsspannung zu einem Drehstromsystem heben sich für alle ωt die Harmonischen der durch drei teilbaren Ordnungszahlen heraus.

Die Fourieranalyse der speisenden Spannungen erfolgt mit Hilfe der Rechengesetze für Fourierreihen [2]. Hierbei werden die Zeitfunktionen der Spannungen zerlegt in eine Summe von Zeitfunktionen, deren Fourieranalyse aus einschlägigen Tabellenbüchern [1] entnommen werden kann. Aus [1] wird für die Zeitfunktion in Bild 5 die Fourierreihe zu

$$U_1 = \frac{4a}{\pi} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{1}{2n+1} \sin(2n+1)x \tag{7}$$

und für die Zeitfunktionen in Bild 6 zu

$$U_2 = \frac{4a}{\pi} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{1}{2n+1} \cos(2n+1)\alpha \sin(2n+1)x \tag{8}$$

entnommen. Für die Zeitfunktion nach Bild 7 ergibt sich die Fourierreihe zu

$$U_3 = U_1 - U_2 = \frac{4a}{\pi} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{1}{2n+1} \times [1 - \cos(2n+1)\alpha] \sin(2n+1)x. \tag{9}$$

Aus den betrachteten Zeitfunktionen der Spannung werden analog den Beziehungen (7), (8), (9) die Fourierreihen für die Wechselrichterspannung $\underline{U}_W$, die Wechselrichterausgangsspannung $\underline{U}_A$ und die Phasenspannung $\underline{U}_{PH}$ aufgestellt.

Für den getakteten Spannungsverlauf gilt mit $\nu = 2n+1$; $n = 0, 1, 2, \ldots$

$$\underline{U}_W = \frac{2U_{ZW}}{\pi} \sum_{\nu=1}^{\infty} \frac{1}{\nu} \sin \nu\omega t \tag{10}$$

$$\underline{U}_A = \frac{4U_{ZW}}{\pi} \sum_{\nu=1}^{\infty} \frac{1}{\nu} \cos\nu\frac{\pi}{6} \sin\nu\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right) \tag{11}$$

$$\underline{U}_{PH} = \frac{4U_{ZW}}{3\pi} \sum_{\nu=1}^{\infty} \frac{1}{\nu} \left(1 + \cos\nu\frac{\pi}{3}\right) \sin\nu\omega t. \tag{12}$$

Für den gepulsten Spannungsverlauf gilt für drei Pulse je Halbschwingung in der Wechselrichterausgangsspannung (Bild 2):

$$\underline{U}_W = \frac{2U_{ZW}}{\pi} \sum_{\nu=1}^{\infty} \frac{1}{\nu} (1 - 2\cos\nu\alpha_1) \sin\nu\omega t \tag{13}$$

$$\underline{U}_A = \frac{4U_{ZW}}{\pi} \sum_{\nu=1}^{\infty} \frac{1}{\nu} \left[\cos\nu\frac{\pi}{6} - \cos\nu\left(\beta_1 + \frac{\pi}{6}\right) + \cos\nu\left(\beta_2 + \frac{\pi}{6}\right)\right] \times \sin\nu\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right) \tag{14}$$

$$\underline{U}_{PH} = \frac{4U_{ZW}}{3\pi} \sum_{\nu=1}^{\infty} \frac{1}{\nu} \left[1 - \cos\nu\varphi_1 + \cos\nu\varphi_2 + \cos\nu\frac{\pi}{3} - 2\cos\nu\varphi_3\right] \sin\nu\omega t. \tag{15}$$

Allgemein kann man für eine Pulszahl $g = 2k+1$, $k = 0; 1; 2; \ldots$ schreiben:

$$\underline{U}_W = \frac{2U_{ZW}}{\pi} \sum_{\nu=1}^{\infty} \frac{1}{\nu} \left[1 + 2\sum_{n=1}^{c} (-1)^n \cos\nu\alpha_n\right] \sin\nu\omega t \tag{16}$$

mit

$$c = \frac{1}{2}(g-1)$$

$$\underline{U}_A = \frac{4U_{ZW}}{\pi} \sum_{\nu=1}^{\infty} \frac{1}{\nu} \left[\sum_{n=0}^{g-1} (-1)^n \cos\nu\left(\beta_n + \frac{\pi}{6}\right)\right] \sin\nu\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right) \tag{17}$$

$$\underline{U}_{PH} = \frac{4\,U_{ZW}}{3\pi} \sum_{\nu=1}^{\infty} \frac{1}{\nu} \left[1 + \sum_{n=1}^{g-1} (-1)^n \cos \nu \varphi_n + \cos \nu \frac{\pi}{3} + \sum_{n=g}^{\frac{3}{2}(g-1)} (-1)^n 2 \cos \nu \varphi_n \right] \sin \nu \omega t, \tag{18}$$

wobei zwischen den Schaltwinkeln α_n, β_n und φ_n folgender allgemeiner Zusammenhang gilt: Für die Schaltwinkel α_n und β_n in der Wechselrichter- und Wechselrichterausgangsspannung

$$\beta_n = \alpha_n - \frac{\pi}{3};\ n = 1, \ldots, c \tag{19}$$

$$\beta_m = \alpha_{(n-c)} - \frac{\pi}{6};\ n = c+1, \ldots, g-1 \tag{20}$$

und für die Schaltwinkel α_n und φ_n in der Wechselrichterausgangs- und Phasenspannung

$$\varphi_n = \beta_n;\ n = 1, \ldots, g-1 \tag{21}$$

$$\varphi_m = \alpha_{(n-g+1)} = \frac{\pi}{3} + \beta_{(n-g+1)};\ n = g, \ldots, \frac{3}{2}(g-1), \tag{22}$$

wobei die Winkel α_n, β_n und φ_n spiegelsymmetrisch zu $\frac{\pi}{2}$ sind und diese mit der Periode π verlaufen.

1.2. Die Fourierreihen der Spannung bei der symmetrischen Pulsbreitenmodulation

Ausgehend von den aufgestellten Fourierreihen gelten für die am untersuchten Umrichter realisierte symmetrische Pulsbreitenmodulation, daß die Schaltwinkel $\alpha_1 \cdots \alpha_n$ bei der Pulszahl $g = 2n + 1$ in der Wechselrichterausgangsspannung $\underline{U}_A$ voneinander abhängig sind. Sie lassen sich durch einen Winkel α für jede Pulszahl beschreiben, die die Werte zwischen $\frac{\pi}{3} \cdots \frac{\pi}{2}$ annehmen. Die Gütigkeit der aufgestellten Fourierreihen für andere Werte von α werden damit nicht eingeschränkt.

Zur Beschreibung der symmetrischen Pulsbreitenmodulation wird der Schaltwinkel α_g eingeführt mit $\alpha_g = 0$ bei $\alpha_1 = \frac{\pi}{3}$ und $0 \leqq \alpha_g \leqq \alpha_{g\,max}$. Entsprechend den Verkettungsgesetzen nach (7) und (8) tritt der Winkel α_g bei der Wechselrichterausgangsspannung $\underline{U}_A$ und der Phasenspannung $\underline{U}_{PH}$ ebenfalls auf. Die Gleichungen (13), (14) und (15) erhalten für die Pulszahl 3 die Form:

$$\underline{U}_W = \frac{2\,U_{ZW}}{\pi} \sum_{\nu=1}^{\infty} \frac{1}{\nu} \left[1 - 2 \cos \nu \left(\frac{\pi}{3} + \alpha_g \right) \right] \sin \nu \omega t \tag{23}$$

$$\underline{U}_A = \frac{4\,U_{ZW}}{\pi} \sum_{\nu=1}^{\infty} \frac{1}{\nu} \left[\cos \nu \frac{\pi}{6} - \cos \nu \left(\frac{\pi}{6} + \alpha_g \right) + \cos \nu \left(\frac{\pi}{2} - \alpha_g \right) \right] \sin \nu \left(\omega t + \frac{\pi}{6} \right) \tag{24}$$

$$\underline{U}_{Ph} = \frac{4\,U_{ZW}}{3\pi} \sum_{\nu=1}^{\infty} \frac{1}{\nu} \left[1 - \cos \nu \alpha_g + \cos \nu \left(\frac{\pi}{3} - \alpha_g \right) + \cos \nu \frac{\pi}{3} - 2 \cos \nu \left(\frac{\pi}{3} = \alpha_g \right) \right] \sin \nu \omega t. \tag{25}$$

Für die Anzahl der Pulse g pro Halbwelle in der verketteten Wechselrichterausgangsspannung $\underline{U}_A$ ergibt sich für den maximalen Schaltwinkel, dargestellt in Tafel 1:

$$\alpha_{g\,max} = \frac{3\,(g-1)}{\pi}. \tag{26}$$

Der Schaltwinkel $\alpha_g = 0$ bedeutet, daß bei der verketteten Wechselrichterausgangsspannung $\underline{U}_A$ und der Phasenspannung $\underline{U}_{PH}$ alle Harmonischen einschließlich der Grundschwingung zu 0 werden. In der Wechselrichterausgangsspannung $\underline{U}_W$ sind nur die Oberschwingungen der durch drei teilbaren Ordnungszahlen vorhanden. Bei $\alpha_g = \alpha_{g\,max}$ geht der Pulsbetrieb in den getakteten Betrieb über, und es ergibt sich für die Fourierreihen der Spannungen die Koeffizienten von (10), (11) und (12). Das bedeutet, daß mit jeder Pulszahl theoretisch der ganze Frequenzbereich bei frequenzproportionaler Spannung von 0 bis 52,6 Hz durchfahren werden kann. Praktisch sind durch die Grenzfrequenzen und die Schaltverluste der Wechselrichterventile die maximalen Pulszahlen in Abhängigkeit von der Grundschwingungsfrequenz vorgegeben.

Tafel 1
Maximaler Schaltwinkel der Pulszahlen 3 bis 31

g	$\alpha_{g\,max}$	g	$\alpha_{g\,max}$
3	0,5236	13	0,0873
5	0,2618	15	0,0748
7	0,1745	17	0,0654
9	0,1309	21	0,0523
11	0,1047	31	0,0349

Tafel 2
Werte der Funktionen $O(g)$, $P(g)$, $C(g)$, $D(g)$

g	$O(g)$	$P(g)$	$C(g)$	$D(g)$
5	−1	1	4	6
7	−1	3	8	8
9	1	3	10	12
11	1	5	14	14
13	3	5	16	18
15	3	7	20	20
17	5	7	22	24
19	5	9	26	26
21	7	9	28	30
23	7	11	32	32
25	9	11	34	36
27	9	13	38	38
29	11	13	40	42
31	11	15	44	44

Um den Einfluß des Schaltwinkels α_g deutlich hervorzuheben, werden (23), (24) und (25) mit Hilfe der trigonometrischen Beziehung umgeformt. Für die Pulszahl 3 gilt:

$$\underline{U}_W = \frac{2\,U_{ZW}}{\pi} \sum_{\nu=1}^{\infty} \frac{1}{\nu} \left[1 + 2 \sin \nu \frac{\pi}{2} \sin \nu \left(\alpha_g - \frac{\pi}{6} \right) \right] \sin \nu \omega t \tag{27}$$

$$\underline{U}_A = \frac{4\,U_{ZW}}{\pi} \sum_{\nu=1}^{\infty} \frac{1}{\nu} \cos \nu \frac{\pi}{6} \left[1 + 4 \sin \nu \frac{\pi}{6} \sin \nu \left(\alpha_g - \frac{\pi}{6} \right) \right] \times \sin \nu \left(\omega t + \frac{\pi}{6} \right) \tag{28}$$

$$U_{PH} = \frac{4\,U_{ZW}}{3\pi} \sum_{\nu=1}^{\infty} \frac{1}{\nu} 2 \cos^2 \nu \frac{\pi}{6} \left[1 + 4 \sin \nu \frac{\pi}{6} \sin \nu \left(\alpha_g - \frac{\pi}{6} \right) \right] \times \sin \nu \omega t. \tag{29}$$

Die Faktoren $\cos \nu \frac{\pi}{6}$ bzw. $2 \cos \nu \frac{\pi}{6}$ verdeutlichen, daß die durch drei teilbaren Koeffizienten zu 0 werden und damit keine $3n$-fachen Oberschwingungen in der speisenden verketteten Spannung und in der Phasenspannung auftreten. Vor allen sind die Ausdrücke für die Wechselrichterausgangsspannung und die Phasenspannung überschaubarer geworden. Allgemein mit $\alpha_{g\,max}$ nach (26) kann mit $n = 2k - 1$, $k = 0; 1; 2; \ldots$ für beliebige Pulszahlen $g = 2k + 1$, $k = 1; 2; 3; \ldots$ für die Wechselrichterspannung geschrieben werden:

$$\underline{U}_W = \frac{2\,U_{ZW}}{\pi} \sum_{\nu=1}^{\infty} \frac{1}{\nu} \left[1 - 2 \sum_{n=-1}^{O(g)} \cos \nu \left[(g+n)\,\alpha_{g\,max} + \alpha_g \right] + 2 \sum_{n=1}^{P(g)} \cos \nu \left[(g+n)\,\alpha_{g\,max} - \alpha_g \right] \right] \sin \nu \omega t \tag{30}$$

– für die Wechselwichterausgangsspannung mit $n = 2k$, $k = 0; 1; 2; \ldots$

$$\underline{U}_A = \frac{4\,U_{ZW}}{\pi} \sum_{\nu=1}^{\infty} \frac{1}{\nu} \left[\cos \nu \frac{\pi}{6} - \sum_{n=0}^{g-3} \cos \nu \left(\frac{\pi}{6} + n\,\alpha_{g\,max} + \alpha_g \right) + \sum_{n=2}^{g-1} \cos \nu \left(\frac{\pi}{6} + n\,\alpha_{g\,max} - \alpha_g \right) \right] \sin \nu \left(\omega t + \frac{\pi}{6} \right) \tag{31}$$

– für die Phasenspannung mit $n = 2k$, $k = 0; 1; 2; \ldots$

$$\underline{U}_{Ph} = \frac{4\,U_{ZW}}{3\pi} \sum_{\nu=1}^{\infty} \frac{1}{\nu} \left[1 + \cos \nu \frac{\pi}{6} - \sum_{n=0}^{g-3} \cos \nu \left(n\,\alpha_{g\,max} + \alpha_g \right) + \sum_{n=2}^{g-1} \cos \nu \left(n\,\alpha_{g\,max} - \alpha_g \right) - 2 \sum_{n=g-1}^{C(g)} \cos \nu \left(n\,\alpha_{g\,max} + \alpha_g \right) + 2 \sum_{n=g+1}^{D(g)} \cos \nu \left(n\,\alpha_{g\,max} - \alpha_g \right) \right] \sin \nu \omega t, \tag{32}$$

wobei für die Funktionen $O(g)$, $P(g)$, $C(g)$, $D(g)$ die in Tafel 2 aufgezeigten Werte gelten. Aus (21), (22), (23) bzw. (30), (31) und (32) ist nicht direkt ablesbar, geht aber aus den Berechnungen hervor, daß die $(6n \pm 1)$-ten Oberschwingungen in der Wechselrichterspannung und Phasenspannung gleich sind:

$$\underline{U}_{W\,(6n \pm 1)} = \underline{U}_{Ph\,(6n \pm 1)} \tag{33}$$

und zwischen den Amplituden der Oberschwingungen der Phasen- und Wechselrichterausgangsspannung gilt für $\nu = 6n \pm 1$:

$$\underline{U}_{A(6n\pm1)} = (-1)^n \sqrt{3}\, \underline{U}_{PH(6n\pm1)} \cdot \tag{34}$$

Dabei gilt das positive Vorzeichen für $\nu = 1; 11; 13; 25; \ldots$ und das negative Vorzeichen für $\nu = 5; 7; 17; 19; 29; 31; \ldots$. Die Gleichungen (33) und (34) gelten auch für die Grundschwingung. Die speisenden Spannungen lassen sich mittels der Fourierreihe darstellen. Für die Wechselrichterspannung gilt mit $\nu = 2k + 1$:

$$\underline{U}_W = \frac{2\,U_{ZW}}{\pi} \sum_{\nu=1}^{\infty} \frac{1}{\nu} F(\nu) \sin \nu\, \omega t \tag{35}$$

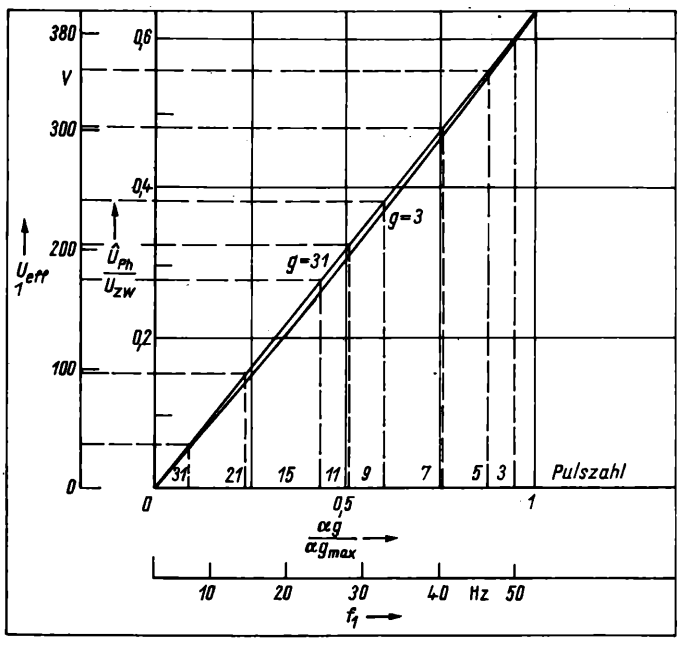
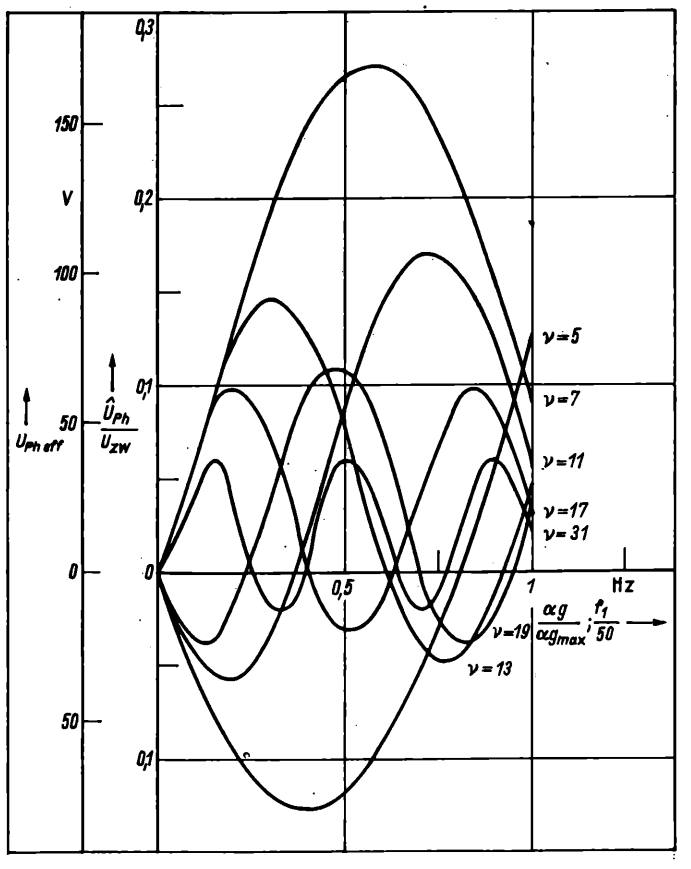


Bild 8. Grundschwingung der Spannungen U_{PH} bei verschiedenen Pulszahlen und $U_1 \sim f_1$

Bild 9. Spannungsspektrum U_{Ph}, 3 Pulse, symmetrische Pulsbreitenmodulation



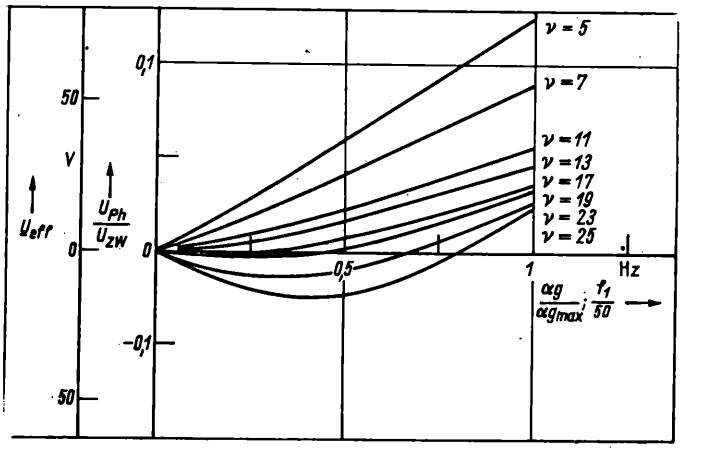


Bild 10a. Spannungsspektrum U_{Ph}, 11 Pulse, symmetrische Pulsbreitenmodulation $\nu = 5 \cdots 25$

und für die Wechselrichterausgangsspannung

$$\underline{U}_A = \frac{2\,U_{ZW}\sqrt{3}}{\pi} \sum_{\nu=1}^{\infty} \frac{1}{\nu} F(\nu) \sin \nu \left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right). \tag{36}$$

Für die Phasenspannung gilt mit $\nu = 6k \pm 1$, $k = 0; 1; 2; \ldots$:

$$U_{PH} = \frac{2\,U_{ZW}}{\pi} \sum_{\nu=1}^{\infty} \frac{1}{\nu} F(\nu) \sin \nu\, \omega t \tag{37}$$

mit

$$F(\nu) = 1 - 2 \sum_{n=-1}^{O(g)} \cos \nu \left[(g+n)\,\alpha_{g\,\max} + \alpha_g\right] + 2 \sum_{n=1}^{P(g)} \cos \nu \left[(g+n)\,\alpha_{g\,\max} - \alpha_g\right] \tag{38}$$

für die symmetrische Pulsbreitenmodulation.
Allgemein gilt für beliebige Schaltwinkel, welche spiegelsymmetrisch zu $\frac{\pi}{2}$ und periodisch mit π liegen:

$$F(\nu) = 1 + 2 \sum_{n=1}^{C} (-1)^n \cos \nu\, \alpha_n . \tag{39}$$

Nach (30), (31) und (32) wurden die Fourierreihen berechnet und sind in den Bildern 8 bis 11 für ausgewählte Pulszahlen im Frequenzbereich der Grundschwingung von 0 bis 50 Hz dargestellt. Die Rechen- und Meßergebnisse zeigen gute Übereinstimmung.

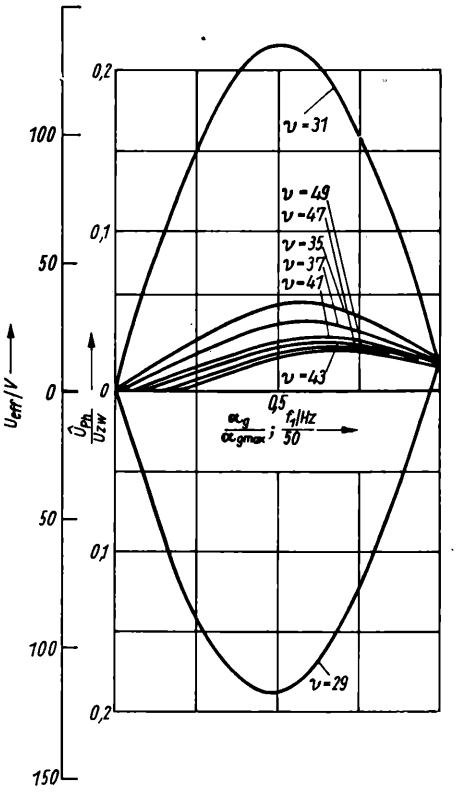


Bild 10b. Spannungsspektrum U_{Ph}, 11 Pulse, symmetrsche Pulsbreitenmodulation $\nu = 29 \cdots 49$

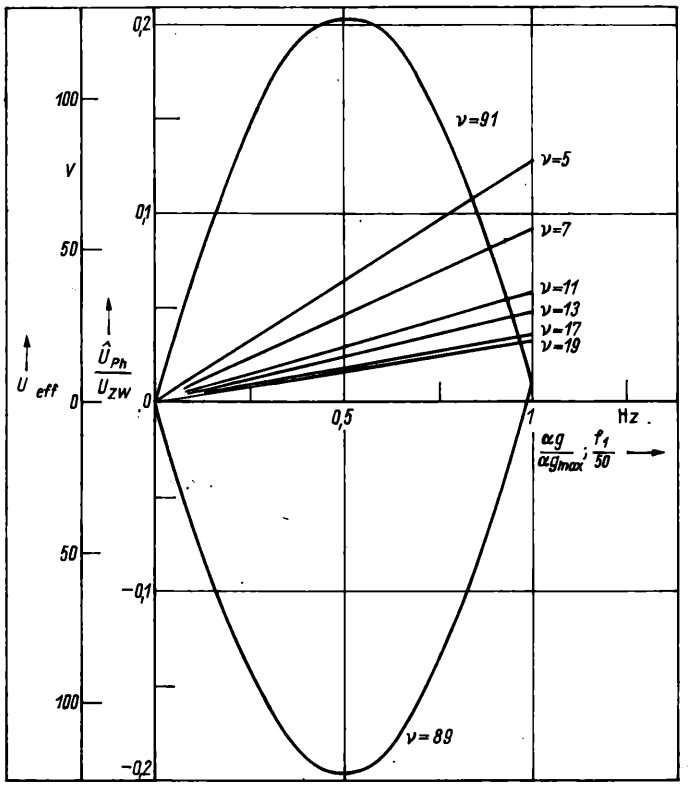


Bild 11. Spannungsspektrum U_{Ph}, 31 Pulse, symmetrische Pulsbreitenmodulation

Für die symmetrische Pulsbreitenmodulation besteht zwischen der Amplitude der Grundschwingung und dem Schaltwinkel fast lineare Abhängigkeit. Damit ist die Grundschwingungsamplitude über dem Schaltwinkel beliebig einstellbar. Nur über die Pulszahl ist Einfluß auf die Amplitude der Oberschwingungen zu nehmen. Die Bestimmung der Zahl der Pulse g der Wechselrichterausgangsspannung in Abhängigkeit von der Anzahl Schaltwinkel c zwischen O und $\frac{\pi}{2}$ erfolgt nach

$$g = 2c + 1. \tag{40}$$

2. Zusammenfassung

Für die mit Spannungszwischenkreiswechselrichter gespeiste Asynchronmaschine werden die Zeitfunktionen der Wechselrichterspannung, der Wechselrichterausgangsspannung und der Phasenspannung des Motors bei Sternschaltung für getaktete und gepulste Wechselrichter untersucht und ihre Fourierreihen aufgestellt. Mit den Verknüpfungsgesetzen zwischen Wechselrichter- und Wechselrichterausgangsspannung und zwischen Wechselrichterausgangs- und Phasenspannung des Motors wird der Zusammenhang der Oberschwingungsspannungen abgeleitet. Die Oberschwingungsspannungen der Ordnungszahl $(6n \pm 1)$ der Wechselrichterspannung und der Phasenspannung sind gleich. Die $3n$-fachen Oberschwingungen der Wechselrichterspannung werden auf Grund der Verkettung in der Wechselrichterausgangsspannung und der Phasenspannung zu 0. Das hier aufgestellte Berechnungsverfahren gestattet, die Ströme bzw. Spannungen in der Asynchronmaschine aus dem bekannten Schaltwinkel der Wechselrichterventile zu berechnen. Mit dem in [6] gezeigten Verfahren werden die fließenden Ströme bzw. sich einstellenden Spannungen an der Asynchronmaschine berechnet. Damit sind aus den Fourierkoeffizienten der Ströme bzw. Spannungen das Betriebsverhalten der Asynchronmaschine am Wechselrichter berechenbar. Sie gestatten die Berechnung der zusätzlich in der Maschine auftretenden Verluste sowie die durch die Einspeisung hervorgerufenen Pendelmomente in der Asynchronmaschine.

Literatur

[1] *Bronstein, I. N.; Semedjajew, K. A.:* Taschenbuch der Mathematik. Leipzig: Teubner Verlagsgesellschaft 1969
[2] *Tolstow, G. P.:* Fourierreihen. Berlin: VEB Deutscher Verlag der Wissenschaften 1955
[3] *Philippow, E.:* Taschenbuch Elektrotechnik, Bd. 1 und 2. Berlin: VEB Verlag Technik 1968
[4] *Budig, P.-K.:* Die Bedeutung der Elektronik und neuer Magnetmaterialien für Energie- und Materialökonomie in geregelten elektrischen Antrieben. AdW der DDR, Dezember 1981
[5] *Budig, P.-K.:* Beitrag zur harmonischen Analyse der Ströme und Spannungen von Pulswechselrichtern. ELEKTRIE, Berlin 37 (1983) 7, S. 364—367
[6] *Budig, P.-K.; Zimmermann, R.; Muster, J.:* Theoretische Vorausbestimmung des Betriebsverhaltens stromrichtergespeister Asynchronmaschinen. ELEKTRIE, Berlin 36 (1982) 10, S. 507—510
[7] *Budig, P.-K.; Muster, J.; Zimmermann, R.:* Beanspruchung von Asynchronmaschinen durch Stromrichterspeisung. ELEKTRIE, Berlin 36 (1982) 9, S. 462 bis 466
[8] *Benzing, R.:* Über den Einfluß von spannungseinprägenden Pulsumrichtern auf den Betrieb von Käfigläufermotoren. Darmstadt: Dissertation 1978
[9] *Schörner, J.:* Ein Beitrag zur Drehzahlsteuerung von Asynchronmaschinen über Pulsumrichter. München: Dissertation München 1975
[10] *Zimmermann, R.:* Zur Drehmomentenbildung in der mit Wechselrichter gespeisten Asynchronmaschine. Karl-Marx-Stadt: Dissertation 1985

EA 5620

30 Jahre Institut „Prüffeld für elektrische Hochleistungstechnik" Berlin

In diesem Jahr kann das Institut „Prüffeld für elektrische Hochleistungstechnik" auf eine 30jährige erfolgreiche Arbeit zurückblicken (siehe auch AKTUELLE INFORMATION im Heft 5/86). Zu diesem Anlaß haben uns namhafte Autoren interessante Fachaufsätze eingereicht, die wir im Heft 10/86 unserer Fachzeitschrift veröffentlichen werden.

Kuhnhardt, G.; Frischmann, W.; Hänisch, H.: **30 Jahre Institut „Prüffeld für elektrische Hochleistungstechnik" Berlin**

Anke, E.; Schneider, J.; Thiede, F.: **Nutzung der mathematischen Modellierung bei der Entwicklung von Hochspannungs-Leistungsschaltern**

Moritz, G.: **Mikrorechnergestützte Meßwerterfassung im Hochleistungsprüffeld des Instituts „Prüffeld für elektrische Hochleistungstechnik"**

Fink, H.; Böhme, H.: **Zur Spannungsformierung von Vakuumschaltkammern**

Rother, W.; Bergmann, V.; Drebenstedt, H.: **Beiträge zur rechnergestützten Schalterentwicklung**

Hoffmann, J.: **Zufallsverhalten, Monte-Carlo-Simulation und Prognose der Betriebsbelastungen von Elektroenergiesystemen**

Die Redaktion

Mikrorechnergestütztes Meßwerterfassungssystem für elektrische Maschinen

R. Neundorf; M. Zeise; Ilmenau

1. Einsatz und Anforderungen

Für die Beurteilung materialökonomischer Varianten bei der Auslegung elektrischer Maschinen [1] fallen eine Vielzahl von Versuchsergebnissen und Meßdaten an, aus denen oftmals nur indirekt die interessierenden Größen und funktionellen Zusammenhänge zu entnehmen sind. Zur Erfassung, Weiterverarbeitung und Speicherung des experimentell gewonnenen Datenmaterials ist es notwendig, ein dem Experiment angepaßten, gesteuerten Meßablauf zu realisieren sowie eine hinreichend genaue Auswertung, die der Genauigkeit der Meßdaten entspricht, zu organisieren.
An ein solches Meßwerterfassungs- und Verarbeitungssystem werden folgende Anforderungen gestellt:

1. Freizügigkeit im Einsatz von Meßfühlern
2. hohe Anzahl zu verarbeitender Meßwerte
3. automatische Meßwerterfassung und -speicherung
4. im Bedarfsfall Berechnung entsprechender Eichfunktionen
5. Schaffung einer Möglichkeit eines Dialogverkehrs mit dem Ziel einer möglichst hohen Variabilität in der Anwendung (z. B. Anzeige einzelner Meßpunkte, grafische Darstellung, Ausdruck von Meßwerten).

2. Ausführung

Im folgenden soll das Meßwertsystem, das zunächst für die Meßgrößen Temperatur, Strömungsgeschwindigkeit und Schallpegel entwickelt wurde, vorgestellt werden.
Grundlage für dieses System bildet ein Mikrorechner MC 80, der zur Meßwertverarbeitung und -anzeige dient. Ein Digitalvoltmeter bzw. das A-D-Umsetzteil des Schallpegelmeßgerätes übertragen die anliegenden analogen Spannungswerte in ein digitales BCD-Signal. Damit ist es möglich, diese über ein Interface-System [2] in den MC 80 einzulesen. Über dieses Interface-System werden auch die Signale zum Ausdrucken der Meßergebnisse auf einer Schreibmaschine geführt. Die Gesamtkonfiguration des Systems zeigt Bild 1. Die einzelnen Meßgeräte (Digitalvoltmeter, Meßstellenumschalter und Schallpegelmeßgerät) werden mit Rechner, Interface und bei Bedarf untereinander entsprechend den Signalen des Standard-Interface SI 1.2 gekoppelt. Dies ermöglicht die automatische Auslösung des Meßvorganges vom Rechner aus und das Einlesen der Meßergebnisse nach Abschluß der Messung/Digitalisierung.

Das System ist programmtechnisch folgendermaßen aufgebaut:

Ein auf EPROM gespeichertes Assemblerprogramm kann ständig aufgerufen werden. Innerhalb dieses „Standardprogramms" wird das Teilprogramm für die jeweils zu messende Größe ausgewählt, das dann automatisch vom Band eingelesen wird. Zur Zeit können Temperaturmessung, Strömungsgeschwindigkeitsmessung, Schallpegelmessung, Thermistoreichung und Hitzdrahtsondeneichung durchgeführt werden.
Die Programme wurden in BASIC erstellt, die jedoch selbst wieder auf Assemblerunterprogramme, z. B. zur Meßwertübernahme, zur grafischen Anzeige oder zur Zeitsteuerung des Ablaufs, zurückgreifen. Damit wird eine zeitlich günstige, den Anforderungen genügende Meßwertverarbeitung ermöglicht.

3. Beschreibung der Teilprogramme

3.1. Temperaturmessung

Die Temperaturmessung ist zur Zeit für bis zu 60 Meßstellen, die über einen Meßstellenumschalter nacheinander abgefragt werden, realisiert. Als Sensoren dienen Mikrothermistoren (in Verbindung mit einer Konstantstromquelle) bzw. Thermoelemente. Die Verwendung von Thermistoren erfordert für jeden Fühler das Einlesen der Kennlinienkonstanten vom Magnetband oder die Eingabe per Hand (s. Punkt 3.4.).
Beim Einsatz von Thermoelementen wählt der Nutzer aus den bereits gespeicherten Konstanten zweier gebräuchlicher Arten (Fe- und Cu-Konstanten) den entsprechenden Wert aus. Es ist jedoch möglich, auch für andere Thermopaare die notwendigen Daten einzugeben.
Die aus den gemessenen Spannungen und den gegebenen Konstanten berechneten Temperaturen werden über einen bestimmten Zeitraum, der sich nach Abtastzeit, Meßstellenanzahl und vorhandenem RAM-Speicherplatz richtet, im Rechner gespeichert. Beim Einsatz von 24-kByte-RAM beträgt z. B. die Speicherdauer bei einer Abtastperiode von 1 Minute und 60 Meßstellen etwa 1 Stunde. Für längere Messungen werden die jeweils ersten gemessenen Werte gestrichen und damit neuer Speicherplatz geschaffen. Die Abtastperiode kann man zwischen 1 Minute und 16 Minuten variieren und damit der jeweiligen Größe der Maschine anpassen.
Im Temperaturmeßprogramm sind die folgenden Anzeigeformen der Meßergebnisse vorhanden:

1. Anzeige der berechneten Einzelwerte
2. Anzeige einer Tabelle aller Temperaturwerte
3. Anzeige des zeitlichen Temperaturverlaufs von bis zu 4 Meßstellen unter Ausnutzung der Grafikmöglichkeiten des MC 80
4. Anzeige eines örtlichen Temperaturverlaufs. Dabei wird das Temperaturfeld über einen bestimmten Bereich innerhalb der Maschine entsprechend eingegebener Meßstellennummern angezeigt.
5. Ausdruck der ermittelten Temperaturen über eine elektromechanische Schreibmaschine. Damit erhält man ein Meßprotokoll zur weiteren Auswertung der Ergebnisse.

Neben den Temperaturen gelangen auch die Temperaturanstiege zur Anzeige, so daß eine kontinuierliche Überwachung des Erwärmungsvorganges der Maschine möglich ist.
Die Temperaturen werden mit einer Genauigkeit von 0,01 K berechnet und angezeigt. Damit besteht die Möglichkeit, bei Temperaturen bis 320 °C diese als 2-Byte-Festpunktzahlen abzuspeichern und somit gegenüber Gleitpunktzahlen Speicherplatz einzusparen.

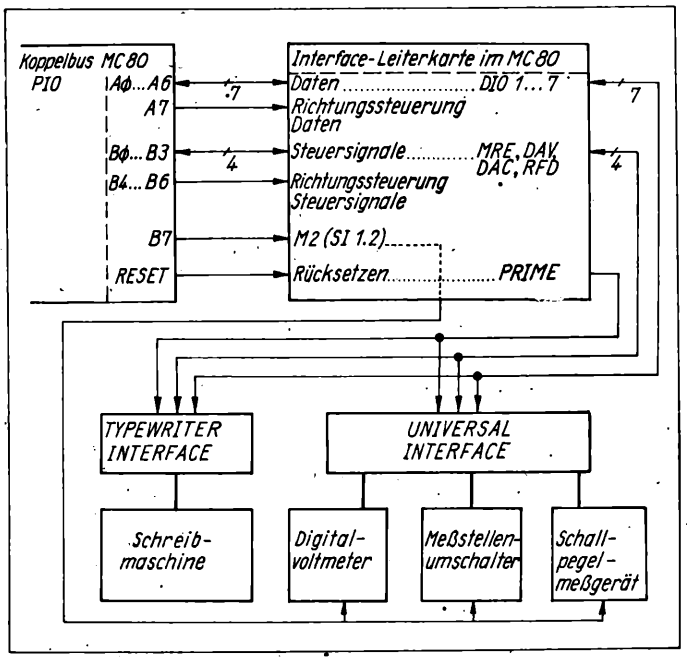


Bild 1. Gesamtkonfiguration des Meßsystems

3.2. Strömungsmessung

Die Erfassung der Strömungsgeschwindigkeit der Kühlluft erfolgt mit DISA-Hitzdrahtsonden, die an die gewünschten Stellen innerhalb der Maschine gebracht werden müssen. Eine Messung umfaßt mehrere über einen Zeitraum von etwa 1 s aufgenommene Werte, deren Mittelwert zur Anzeige kommt. Damit ist es möglich, kurzperiodische Schwankungen der Strömungsgeschwindigkeit auszugleichen. Aus diesem Mittelwert der gemessenen Spannungen und der vorhandenen Lufttemperatur wird dann mit Hilfe vorher bestimmter und in den Rechner eingelesener Eichdaten für die jeweilige Sonde die Strömungsgeschwindigkeit berechnet und angezeigt.

Dipl.-Ing. *Roland Neundorf* war und Dipl.-Ing. *Martin Zeise* ist wissenschaftlicher Assistent im Wissenschaftsbereich Elektromechanik und Technologie der Sektion Elektrotechnik der TH Ilmenau.

Dies geschieht kontinuierlich, d.h. nach erfolgter Anzeige wird sofort mit dem nächsten Meßzyklus begonnen. Eine Unterbrechung durch den Nutzer ist jedoch möglich.

3.3. Schallpegelmessung

Bei der Schallpegelmessung wird mit Hilfe des Schallpegelmeßgerätes 00025 in Verbindung mit einem Terz-Oktav-Filter das Frequenzspektrum einer elektrischen Maschine (oder auch anderer Anlagen) bestimmt. Dabei ist eine halbautomatische Messung möglich, d.h. der Start der Messung und das Umschalten der Frequenzen geschieht durch den Nutzer.

Im Rechner sind die Frequenzabstufungen des Terz-Oktav-Filters bereits abgespeichert, so daß die jeweils eingestellte Frequenz nicht erst eingegeben werden muß. Bedingung ist hierbei die Einhaltung des vorgegebenen Meßregimes. Analog zu Punkt 3.2. werden die eigentlichen Meßwerte aus dem Mittelwert mehrerer Messungen ermittelt, um damit Schwebungen herauszufiltern. Die Meßdauer wird durch den Nutzer bestimmt.

Nach erfolgter Abarbeitung wird der Meßwert auf dem Display angezeigt und sofort grafisch in das Diagramm bei der vorgegebenen Frequenz eingetragen. Damit erfolgt eine optisch gute Darstellung des Frequenzspektrums.

Es ist möglich, zwei Kanäle (zwei Mikrofone) an das Schallpegelmeßgerät anzuschließen. Der jeweils eingestellte Kanal wird durch den Rechner erkannt, der gemessene Wert der jeweiligen Kurve zugeordnet und der eingestellte Kanal angezeigt. Damit ist eine gute Möglichkeit zu Vergleichsmessungen gegeben.

3.4. Eichung der Thermistoren

Das Eichprogramm für die Thermistoren wurde variabel je nach den gegebenen technischen Voraussetzungen erstellt. Dabei wird die exponentielle Temperatur-Widerstands-Kennlinie der Thermistoren durch die folgende ganze rationale Funktion 3. Grades entsprechend [3] angenähert:

$$\frac{T_0}{T} = c_0 + c_1 \ln \frac{R}{R_0} + c_2 \ln^2 \frac{R}{R_0}$$

T_0	Bezugstemperatur in K
T	Meßtemperatur in K
R_0	Widerstand bei T_0 in kΩ
R	Widerstand bei T in kΩ
c, c_1, c_2	Konstanten

Dies erfordert die Eingabe von mindestens 4 Wertepaaren je Thermistor zur Ermittlung der notwendigen Koeffizienten, was, um die Wirkung von Meßfehlern zu vermindern, nach der Methode der kleinsten Fehlerquadrate geschieht.

Das Programm ist für die gleichzeitige Bestimmung der Konstanten von bis zu 40 Thermistoren ausgelegt. Die ermittelten Thermistorkonstanten werden auf Magnetbandkassette gespeichert und sind somit für das Meßprogramm jederzeit zugriffsbereit.

3.5. Eichung der Hitzdrahtsonden

Das Sondeneichprogramm ermittelt die Spannungs-Geschwindigkeits-Kennlinie der Hitzdrahtsonden in Abhängigkeit von der Lufttemperatur. Für die einzelnen Eichtemperaturen bestimmt der Rechner die Strömungsgeschwindigkeit aus dem Umgebungsluftdruck und der Druckdifferenz in der Eichvorrichtung sowie aus der Gastemperatur. Die jeweilige Eichkurve wird nach der Methode der kleinsten Fehlerquadrate bestimmt. Ziel ist die Ermittlung der Sondenkonstanten, die auf eine feste Lufttemperatur bezogen sind und die nach der Berechnung auf Magnetbandkassette gespeichert werden [4].

4. Zusammenfassung

Mit dem vorgestellten Meßwerterfassungs- und -verarbeitungssystem ist eine umfassende und detaillierte Messung der Größen Temperatur, Kühlluftgeschwindigkeit und Schallpegel an elektrischen Maschinen möglich. Das System wurde so angelegt, daß es ohne Schwierigkeiten auch auf weitere zu messende Größen ausgedehnt werden kann.

Literatur

[1] *Biesenack, H.; Andrae, U.; Neundorf, R.:* Zur Materialökonomie bei elektrischer Maschinen. ELEKTRIE, Berlin 40 (1986) 4, S. 146

[2] *Beßler, Th.:* Beschreibung des UNIVERSAL-INTERFRACE zum EMG 666. Unveröffentlichtes Manuskript, TH Ilmenau, Sektion Elektrotechnik, 1983

[3] *Dietrich, K.; Reibetanz, W.; Halbedel, B.:* Temperaturmeßtechnik für elektrische Kleinmaschinen mit Hilfe von Thermistoren. In: 22. Intern. Wiss. Koll.: Vortragsreihe „Elektrische Maschinen". TH Ilmenau 1977

[4] *Kitzing, H.:* Schriftenreihe des Zentralinstituts für Mathematik und Mechanik. H. 22: Zur Erfassung der Temperaturempfindlichkeit von Hitzdrahtsonden. Berlin: Akademie-Verlag 1976

EA 5637

Berechnung des Einflusses der Textur auf die Koerzitivfeldstärke polykristalliner Dauermagnete

R. Schumann; L. Jahn; Dresden

Moderne Dauermagnete sind Feinteilchenkollektive aus einachsigen, z.B. hexagonalen Magnetmaterialien [1] [2] [3], die wie z.B. die Hartferrite [4] [5] oder Samarium-Kobalt [6] [7] [8] überwiegend pulvermetallurgisch hergestellt werden. Die in ihrer Koerzitivfeldstärke zum Ausdruck kommende magnetische Härte wird vor allem bestimmt durch die Einkristalleigenschaften der einzelnen Kristallite, darüber hinaus auch durch eine mögliche Wechselwirkung [9] [10] sowie den bisher kaum erfaßten Grad der parallelen Ausrichtung (Textur). Daher soll im folgenden gezeigt werden, wie sich bei vernachlässigter Wechselwirkung die Koerzitivfeldstärke mit Hilfe von vorgegebenen Gesetzen über die Einkristalleigenschaften und einem geeigneten Texturparameter berechnen läßt. Dabei sind die Grenzfälle der idealen und der isotropen Textur sowie der konischen Verteilung für den theoretischen Idealfall des Stoner-Wohlfarth-Modells bekannt [11] [12] [13].

Im Polykristall nimmt jeder Kristallit mit seiner individuellen $\vec{c}_i$-Achse eine andere Richtung bezüglich der angelegten Feldstärke ein. Deshalb muß die Winkelabhängigkeit der Koerzitivfeldstärke des Einkristalls bekannt sein, um einschätzen zu können, ob der betreffende Kristall bei einer vorgegebenen Gegenfeldstärke schon ummagnetisiert ist oder nicht. Dabei wird als Berechnungsgrundlage die Koerzitivfeldstärke $H_c°$ des einzelnen Partikels in Einheiten des Anisotropiefeldes $2\,K_1/I_s$ vorgegeben. Der letztere Wert sollte als Koerzitivfeldstärke im fehlerfreien Einkristall parallel zur $\vec{c}$-Achse auftreten. Die Realstruktur erniedrigt diesen Wert beträchtlich, so daß an Orten erniedrigter Anisotropiekonstante (K_1) 180°-Blochwände gebildet werden (Keimbildungsmodell [14] [15] [16]). Diese Wände haften an vorzugsweise flächenhaften Baufehlern (Wandhaftungsmodell [17] [18] [19]), wodurch letzten Endes die Koerzitivfeldstärke bestimmt wird. Bei der mathematischen Behandlung wird auf die bekannten Zusammenhänge zwischen Textur und Remanenz [20] [21] [22] zurückgegriffen.

1. Zusammenhang zwischen Remanenz und Textur

Nach Abschalten des unter dem Winkel Θ zur mittleren Texturachse $\vec{T}$ angelegten hinreichend hohen Sättigungsfeldes wird angenommen, daß die Magnetisierung in jedem i-ten Korn in die der Texturachse nächstgelegene individuelle $\vec{c}_i$-Achse reversibel zurückdreht ($\alpha \leqq 90°$; s. Bild 1). Dann gilt für die sogenannte Parallel- ($I_{\parallel}(\Theta)$) bzw. Senkrecht-Remanenz ($I_{\perp}(\Theta)$):

$$I_{\parallel}(\Theta)/I_s = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \mathrm{d}\,\varepsilon \int_0^{\pi/2} \mathrm{d}\,\vartheta \sin\vartheta \cos\vartheta f(\alpha) \tag{1}$$

bzw.

$$I_{\perp}(\Theta)/I_s = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \mathrm{d}\,\varepsilon \int_0^{\pi/2} \mathrm{d}\,\vartheta \sin^2\vartheta \cos\varepsilon f(\alpha). \tag{2}$$

Die als rotationssymmetrisch zur Texturachse $\vec{T}$ angenommene Poldichteverteilungsfunktion $f(\alpha)$ kann exakt durch eine Entwicklung nach Legendreschen Polynomen [20] [21], in guter Näherung durch Gaußverteilungen (z.B. $SmCo_5$ [23] [24]) bzw. wie im folgenden durch Potenzen von $\cos\alpha$ (z.B. Hartferrite [21]) dargestellt werden. In jedem Fall muß die Normierungsbedingung

$$1 = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \mathrm{d}\,\varepsilon \int_0^{\pi/2} \mathrm{d}\,\alpha \sin\alpha f(\alpha) \tag{3}$$

erfüllt sein. Die im weiteren benutzte Verteilungsfunktion

$$f(\alpha) = 2n + 1) \cos^{2n}\alpha \tag{4}$$

Dr. rer. nat. *Rolf Schumann* ist Assistent, Dr. sc. nat *Ludwig Jahn* ist Oberassistent am Wissenschaftsbereich Physik der Hochschule für Verkehrswesen „Friedrich List" Dresden.

hat sich in der Mehrzahl der Fälle als ausreichend erwiesen [21]. Damit liegt in dem Parameter $n = 0, 1, 2, \ldots$ ein direktes Maß für die Fasertextur vor.
Im sphärischen Dreieck gilt

$$\cos\alpha = \cos\Theta\cos\vartheta + \sin\Theta\sin\vartheta\cos\varepsilon. \tag{5}$$

Es folgt für die überwiegend benutzte Parallelremanenz für $\Theta = 0$

$$I_{\parallel}(0)/I_s = (2n+1)\int_0^{\pi/2} \mathrm{d}\vartheta \sin\vartheta\cos^{2n+1}\vartheta \tag{6}$$

bzw.

$$I_{\parallel}(0)/I_s = (2n+1)/(2n+2).$$

2. Winkelabhängigkeit der Koerzitivfeldstärke im Einkristall

2.1. Kohärente Rotation (Stoner, Wohlfahrt (SW) [11] [12])

Im fehlerfreien magnetisch einachsigen ($K_1 \gg K_2 + \ldots$; $K_1 \gg I_s^2/\mu_0$) Einkristall besteht der winkelabhängige Teil der freien Energie F aus Kristallenergie $F_K = K_1 \sin^2\varphi$ und Feldenergie

$$F_H = -H I_s \cos(\vartheta - \varphi),$$

so daß gilt

$$F = K_1 \sin^2\varphi - H I_s \cos(\varphi - \vartheta), \tag{7}$$

wobei durch φ die reversiblen Drehungen charakterisiert werden (Bild 1). Durch zweimaliges Differenzieren folgen Gleichgewichtsbedingung $\mathrm{d}F/\mathrm{d}\varphi = 0$

$$0 = K_1 \sin 2\varphi - H I_s \sin(\varphi - \vartheta) \tag{8}$$

und Stabilitätsbedingung ($d^2F/d\varphi^2 < 0$)

$$\mathrm{d}^2F/\mathrm{d}\varphi^2 = 2K_1\cos 2\varphi + H I_s \cos(\vartheta - \varphi) < 0. \tag{9}$$

Mit $h = H I_s/K_1$ folgt aus (8) und (9) für den Grenzfall der Instabilität ($d^2F/d\varphi^2 = 0$) nach einigen Umformungen zunächst

$$\tan 2\varphi_{kr} = \frac{4 - h^2}{h^2 - 1} \qquad (1 \leqq h \leqq 2)$$

sowie die Beziehung

$$\tan\vartheta_{kr} = -\tan^3\varphi_{kr}$$

und

$$h_c = H_c I_s/K_1 = 2\sqrt{\frac{1 - \tan^{2/3}\vartheta + \tan^{4/3}\vartheta}{(1 + \tan^{2/3}\vartheta)^2}} \tag{10}$$

$$= 2\sqrt{\frac{1 + \tan^2\vartheta}{(1 + \tan^{2/3}\vartheta)^3}}$$

(s. *Schüler* [25]).

Dabei bedeutet im Winkelbereich $0 \leqq \vartheta \leqq 45°$ H_c die kritische Feldstärke, bei der infolge Instabilität (Gl. (9)) ein irreversibler Sprung der Magnetisierung eintritt. Für $\vartheta = 0$ folgt die bekannte Beziehung $H_c(0) = 2K_1/I_s$. Für Feldstärken $H < H_c(\vartheta)$ wird die Magnetisierung nur reversibel gedreht, was u. U. ausreicht, um bei höheren Winkeln ($\vartheta > 45°$) die zu H parallele Magnetisierungskomponente $I_H = I_s\cos(\vartheta - \varphi)$ (Bild 1) zu Null zu machen.
Dann gilt

$$H_{c,\mathrm{rev}} = (K_1/I_s)\sin 2(90° - \vartheta). \tag{11}$$

Jedoch treten auch für $\vartheta > 45°$ für $H_R' > H_{c,\mathrm{rev}}$ irreversible Sprünge auf, wobei die zu $H_c(\vartheta)$ symmetrische Funktion $H_R'(\vartheta)$ ebenfalls (10) genügt (s. Bild 2).

2.2. Wandhaftungsmodell (Kondorsky (K) [26]

Im Realkristall wird stets $H_c(0) = H_c° = C K_1/I_s$ mit $C < 1$ (z. B. $C = 0{,}1 \cdots 0{,}5$) beobachtet [19]. Dabei erfolgt die Ummagnetisierung durch die Verschiebung einer 180°-Blochwand. Für diese Verschiebung ist die Komponente des Feldes in leichter Richtung ($H \cdot \cos\vartheta$) verantwortlich, so daß für die Winkelabhängigkeit gilt

$$H_c(\vartheta) = H_c°/\cos\vartheta. \tag{12}$$

Dies wurde für magnetisch einachsige Einkristalle wiederholt nachgewiesen [19] [27] [28]. In Bild 2 ist ein Beispiel für

$H_c° = 0{,}2\, K_1/I_2$ eingezeichnet (K).

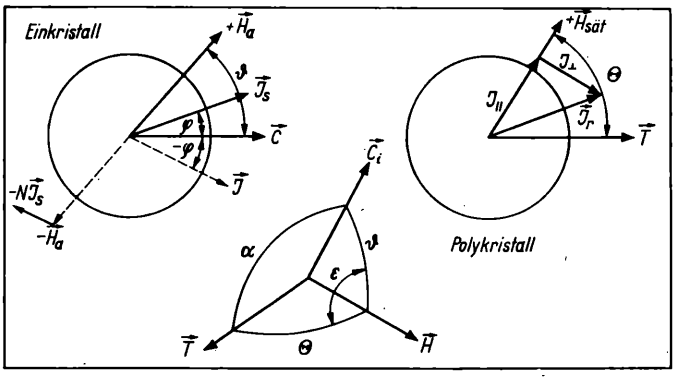


Bild 1. Orientierung von Feldstärke $\vec{H}$, leichter Richtung (c-Achse im Einkristall; $\vec{c}$) Texturachse $\vec{T}$ im Polykristall) und Magnetisierung $\vec{I}_s$ bzw. $\vec{I}_r$
Darstellung der benutzten Winkel (a, b Ebene; c räumlicher Fall).

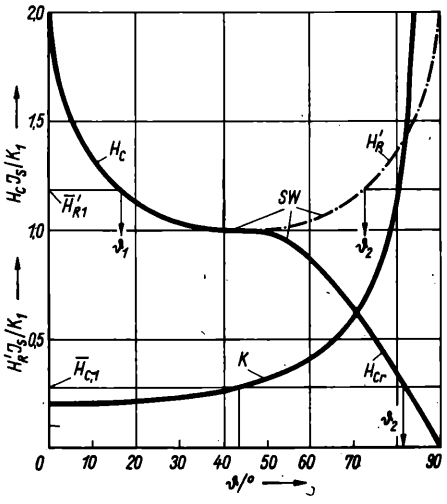


Bild 2. Winkelabhängigkeit der Magnetisierungskoerzitivfeldstärke H_c (irrev.), H_{cr} (rev.) und der Sprungfeldstärke H_R' im Stoner-Wohlfarth-Modell (SW) und von $H_c = H_R$ im Kondorsky-Modell (K)
$\vartheta_1^* = 43°$
$\vartheta_1^* = 82°$

3. Berechnung der Koerzitivfeldstärke polykristalliner Proben für $\Theta = 0$

Neben der hier nicht betrachteten, technisch wichtigen Induktionskoerzitivfeldstärke ${}_BH_c$ wird im folgenden unterschieden in Magnetisierungskoerzitivfeldstärke $\overline{H_c}$ und Remanenzkoerzitivfeldstärke $\overline{H_R}$ des Polykristalls. Als Bezugsgröße dient die Materialkenngröße $H_c°$, d. h. die Koerzitivfeldstärke des Einkristalls bei $\vartheta = 0$. Alle Feldstärken betreffen das innere Feld, das als homogen angenommen wird.

3.1. Remanenzkoerzitivfeldstärke identischer Teilchen ($H_c° < K_1/I_s$)

Definition der Remanenzkoerzitivfeldstärke:
Nach erfolgter Sättigung der Probe bei $\Theta = 0$ im Feld $+H$ und Anlegen und anschließendem Abschalten des Gegenfeldes $-\overline{H_R}$ bleibt die Probe abmagnetisiert. Die Betonung liegt auf „Abschalten des Feldes", wobei infolge des Fehlens von Drehungen der Magnetisierung nur starre Remanenzanteile berücksichtigt werden, was überwiegend analytisch möglich ist. Danach gilt $I_{\parallel}(0) = 0$ (Gl. (6)). Hierbei wurden durch irreversible Wandverschiebungen der Teil der Kristallite ummagnetisiert, deren leichte Richtungen $\vec{c}_i$ infolge der Gültigkeit von (12) im Winkelbereich $0 \leqq \vartheta \leqq \vartheta_1^*$ mit $\vartheta_1^* = \arccos H_c°/\overline{H_R}$ liegen. Es folgt aus (6) für den ummagnetisierten Teil

$$I\downarrow/I_s = (2n+1)\int_0^{\vartheta_1^*} \mathrm{d}\vartheta \sin\vartheta\cos^{2n+1}\vartheta,$$

während für den remanenten Teil $I\uparrow/I_s$ die Grenzen des Integrals ϑ_1^* bis $\pi/2$ gelten.
Aus der Gleichsetzung $I\downarrow = I\uparrow$ folgt

$$\cos^{2n+2}(\arccos H_c°/\overline{H_R}) - 1 = -\cos^{2n+2}\arccos H_c°/\overline{H_R}$$

bzw.

$$\overline{H_R} = H_c° \sqrt[2n+2]{2}. \tag{13}$$

Danach nimmt $\overline{H_R}$ für den isotropen Grenzfall ($n = 0$) den Maximalwert $\sqrt{2}\, H_c^0$ an und wird für $n \to \infty$ identisch mit $\overline{H_c}$ (s. Bild 5).

3.2. Remanenzkoerzitivfeldstärke eines Kollektivs unterschiedlicher Teilchen mit gleicher Texturverteilung

3.2.1. Überlagerung diskreter Härtewerte

Die Magnetprobe besteht aus i Kristallitsorten, die sich bei gleicher Sättigungsmagnetisierung in ihren diskreten Werten H_{c1}^0, H_{c2}^0, bis, H_{ci}^0 unterscheiden. Der relative Volumenanteil der i-ten Komponente sei λ_i mit $\Sigma \lambda_i = 1$.

Dann folgt für den ummagnetisierten Teil

$$I\downarrow = \lambda_1 \int_0^{\arccos H_1^0/\overline{H_R}} \mathrm{d}\,\vartheta \sin\vartheta \cos^{2n+1}\vartheta + \lambda_2 \int_0^{\arccos H_2^0/\overline{H_R}} \dots + \dots + \lambda_i \int_0^{\arccos H_i^0/\overline{H_R}} \dots . \quad (14)$$

In Analogie zum vorhergehenden Kapitel ergibt sich

$$\overline{H_R} = \sqrt[2n+2]{2} \times \sqrt[2n+2]{\lambda_1 (H_1^0)^{2n+2} + \lambda_2 (H_2^0)^{2n+2} + \dots + \lambda_i (H_i^0)^{2n+2}}. \quad (15)$$

Bei gleicher Konzentration ist demzufolge die magnetisch härteste Fraktion maßgebend.

3.2.2. $\overline{H_R}$ für kontinuierliche Härteverteilung

Es gelte

$$g(H_c^0) = \frac{1}{\sqrt{\pi/a^2}}\, \mathrm{e}^{-a^2 (H_c^0 - \overline{H_c^0})^2}$$

mit

$$\int_{-\infty}^{+\infty} g(H_c^0)\, \mathrm{d}\, H_c^0 = 1.$$

Für den ummagnetisierten Teil der Magnetisierung folgt

$$I\downarrow / I_s = \frac{(2n+1)}{\sqrt{\pi/a^2}} \int_{-\infty}^{+\infty} \mathrm{d}\, H\, \mathrm{e}^{-a^2 (H_c^0 - \overline{H_c^0})^2} \int_0^{\pi/2} \mathrm{d}\,\vartheta \sin\vartheta \cos^{2n+1}\vartheta \times \Theta^*\left(\cos\vartheta - \frac{H_c^0}{\overline{H_R}}\right),$$

während der remanente Teil sich nur durch die Θ^*-Funktion unterscheidet: $\Theta^*\left(\frac{H_c^0}{\overline{H_R}} - \vartheta\right)$. Dabei gilt

$$\Theta^*(x) = \begin{cases} 1 \text{ für } x > 0 \\ 0 \text{ für } x < 0 \end{cases}.$$

Aus der Bedingung $I\downarrow = I\uparrow$ folgt schließlich

$$\overline{H_R} = 2 \sum_{l=1}^{n+1} \binom{2n+2}{2l} \overline{H_c}^{0\,2(n+1-l)} \frac{(2l-1)(2l-3)\dots 1}{a^{2l}\, 2^l}. \quad (16)$$

3.3. Remanenzkoerzitivfeldstärke identischer Teilchen ($H_c^0 \geqq K_1/I_s$)

Hier wird im gesamten Winkelbereich $0 \leqq \vartheta \leqq 90°$ das SW-Modell (Gl. (10)) für die irreversiblen Sprünge zugrunde gelegt.

Erreicht das Gegenfeld den Wert $\overline{H_R} > K_1/I_s$ (s. Bild 2; z. B. $\uparrow \overline{H_{R1}}'$), so ist nach Abschalten des Feldes der zwischen den Winkeln ϑ_1 und ϑ_2 liegende Bereich ummagnetisiert ($I\downarrow$), während die Teile $I_1\uparrow$ und $I_2\uparrow$ in der alten Richtung magnetisiert bleiben. Aus (6) folgt

$$I\uparrow / I_s = (I_1\uparrow + I_2\uparrow)/I_s = (2n+1) \int_0^{\vartheta_1} \mathrm{d}\,\vartheta \sin\vartheta \cos^{2n+1}\vartheta + \int_{\vartheta_2}^{\pi/2} \mathrm{d}\,\vartheta \sin\vartheta \cos^{2n+1}\vartheta$$

und

$$I\downarrow / I_s = (2n+1) \int_{\vartheta_1}^{\vartheta_2} \mathrm{d}\,\vartheta \sin\vartheta \cos^{2n+1}\vartheta.$$

Aus der schon geläufigen Forderung $I_1\uparrow + I_2\uparrow - I\downarrow = 0$ ergibt sich

$$\frac{1}{2} = \cos^{2n+2}\vartheta_1 - \cos^{2n+2}\vartheta_2. \quad (17)$$

Infolge der Symmetrie der Funktion $H_R'(\vartheta)$ bzw. $H_c(\vartheta)$ nach (10) bezüglich $\vartheta = 45°$ kann (17) mit Hilfe der neuen Variablen ϑ'' mit $\vartheta_1 = 45° - \vartheta''$ und $\vartheta_2 = 45° + \vartheta''$ gelöst werden, so daß sich folgender Ausdruck ergibt:

$$\frac{1}{2} = \{(\cos\vartheta'' + \sin\vartheta'')^{2n+2} - (\cos\vartheta'' - \sin\vartheta'')^{2n+2}\} \times \frac{1}{(\sqrt{2})^{2n+2}} \quad (18)$$

Am Beispiel $n = 0$ (isotroper Fall) wird das weitere Vorgehen erläutert.

Nach Auflösen der Binome ergibt sich aus (18)

$$\frac{1}{2} = 4 \sin\vartheta'' \cos\vartheta'' = 2 \sin 2\vartheta''$$

bzw.

$\vartheta'' = 7{,}24°$ sowie $\vartheta_1 = 37{,}76°$ und

$\vartheta_2 = 52{,}24°$.

Nach Einsetzen von ϑ_1 oder ϑ_2 (Symmetrie!) in (10) findet man:

$\overline{H_R}(\Theta = 0;\ n = 0) = 1{,}048\ K_1/I_s$.

In gleicher Weise wurde bis $n = 7$ verfahren. Die Ergebnisse sind in Bild 5 ($\overline{H_R}$ – SW – Kurve) eingezeichnet.

3.4. Berechnung der Koerzitivfeldstärke $\overline{H_c}$

3.4.1. Vorbemerkungen

Liegt die Koerzitivfeldstärke $\overline{H_c}$ an, so gilt wieder $I\downarrow = I\uparrow$. Wird die Koerzitivfeldstärke wieder abgeschaltet, so dreht ein Teil der Magnetisierung reversibel zurück. Im Unterschied zum Vorhergehenden muß erstens diese reversible Drehung nach (8) und zweitens bei der Aufteilung des Winkelbereichs der durch (11) beschriebene, durch reversible Drehung ummagnetisierte Teil berücksichtigt werden. Wegen dieser nichtlinearen Drehprozesse wird das folgende, teils numerische, teils grafische Verfahren angewandt. Zu-

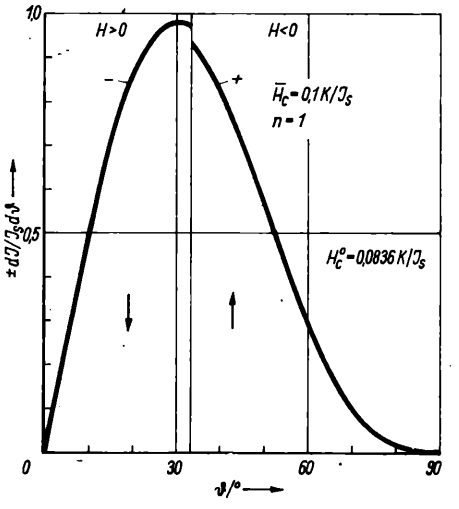
Bild 3. Winkelabhängigkeit der differentiellen Magnetisierungskomponente $\mathrm{d}I/I_s\,\mathrm{d}\vartheta$ für folgende Fälle:

a) $n = 1$; $\overline{H_c} = 0{,}1\ K_1/I_s$

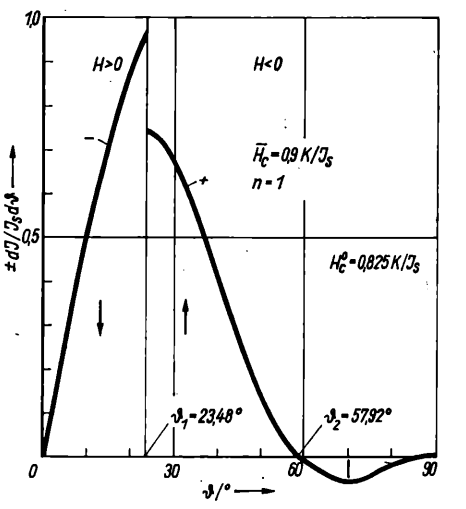
b) $n = 1$; $\overline{H_c} = 0{,}9\ K_1/I_s$; ($\vartheta_1^* = 23{,}48°$; $\vartheta_2^* = 57{,}92°$)

c) $n = 0$; $\overline{H_c} = 0{,}96\ K_1/I_s$ Einsatz: Verbleibende Magnetisierungsdifferenz als Funktion der vorgegebenen Feldstärke $\overline{H_c}$ zur Interpolation auf den genauen Wert $\overline{H_c} = 0{,}964\ K_1/I_s$)

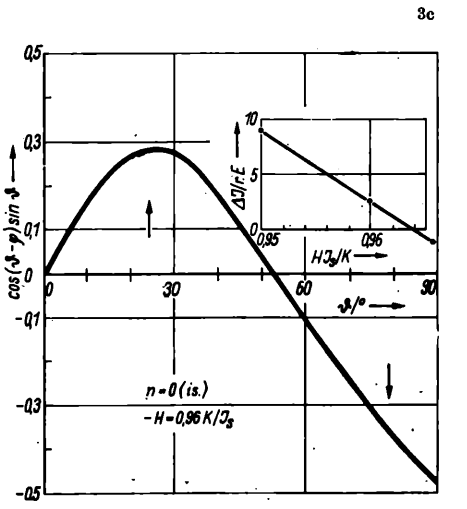
3a



3b



3c



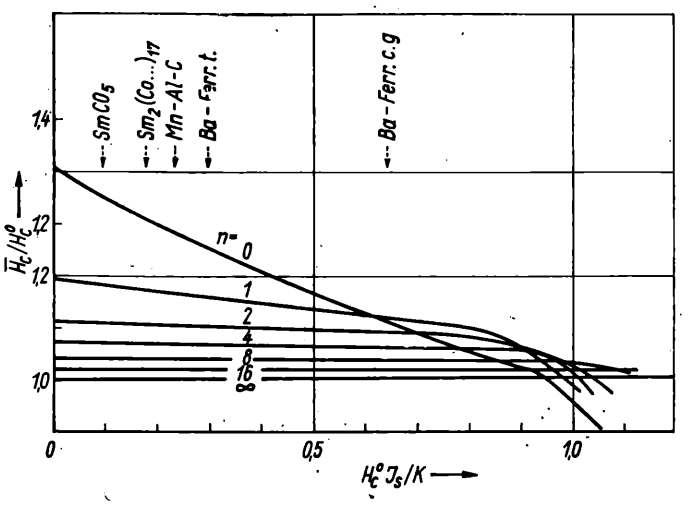


Bild 4. Berechneter Quotient aus Magnetisierungskoerzitivfeldstärke H_c des Polykristalls und Materialkenngröße H_c^0 in Abhängigkeit von $\overline{H_c^0}$ für verschiedene Texturparameter n

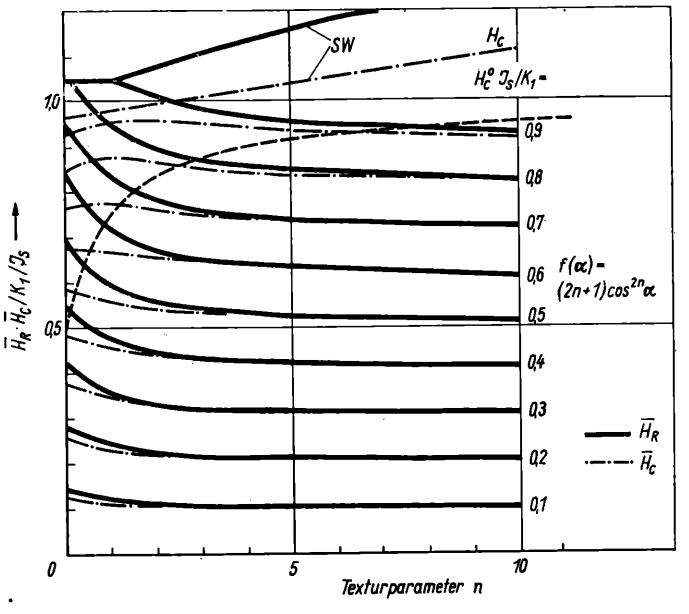


Bild 5. Abhängigkeit der für das kombinierte K- und SW-Modell berechneten Remanenzkoerzitivfeldstärke $\overline{H_R}$ und Magnetisierungskoerzitivfeldstärke $\overline{H_c}$ im Polykristall als Funktion des Texturparameters n
Parameter: relative Materialkoerzitivfeldstärke H_c^0
Die oberen Begrenzungskurven gelten für reine kohärente Rotation (SW). Remanenzverhältnis I_r/I_s nach Gl. (6) (– – –)

nächst wird (8) numerisch gelöst (s. *Schüler* [25]) und $\cos(\vartheta - \varphi) = f'(h, \Theta)$ und damit die differentielle Magnetisierungskomponente

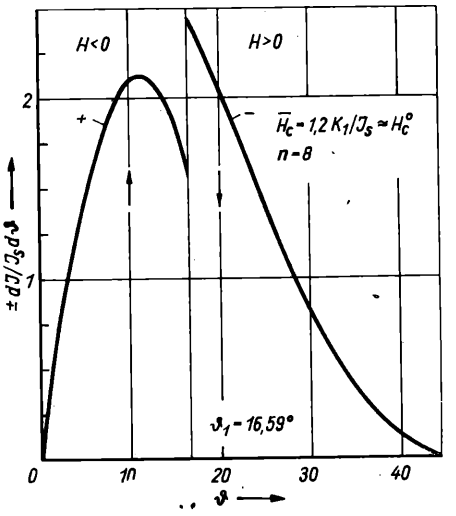
$$\mathrm{d}I/I_s\,\mathrm{d}\vartheta = (2n+1)\cos(\vartheta-\varphi)\sin\vartheta\cos^{2n}\vartheta = \mathrm{f}(h,\vartheta) \qquad (19)$$

bestimmt. Weiter wird $\overline{H_c}$ vorgegeben und der zugehörige Materialwert H_c^0 wie folgt bestimmt: Bei der Winkelabhängigkeit nach Bild 2 werden mindestens zwei Grenzwinkel ϑ_1^* und ϑ_2^* benötigt (s. Bild 2; z.B. H_{c1}). Die mit ihren $\vec{c}_i$-Achsen im Winkelbereich $0 \leqq \vartheta \leqq \vartheta_1^*$ liegende Kristallite magnetisieren irreversibel nach (12) um. Im Bereich $\vartheta_2^* \leqq \vartheta \leqq 90°$ erfolgt kohärente reversible Drehung nach (11). Der mittlere Teil ($\vartheta_1^* \leqq \vartheta \leqq \vartheta_2^*$) bleibt in der alten Richtung magnetisiert. Die Wichtung $I_1\downarrow + I_2\uparrow + I_3\downarrow = 0$ erfolgt grafisch, indem die durch (20) beschriebene Größe bei richtiger Wahl des Vorzeichens von $\overline{H_c}$ ($H > 0$ für $I_1\downarrow$ und $H < 0$ für $I_2\uparrow$ und $I_3\downarrow$) als Funktion von ϑ mit $\overline{H_c}$ als Parameter berechnet und grafisch dargestellt wird. Danach wird der Winkel ϑ_1^* so lange verschoben, bis Flächengleichheit erreicht ist. Wegen $\overline{H_c} = H_c^0/\cos\vartheta_1^*$ ergibt sich mit $H_c^0 = \overline{H_c}\cos\vartheta_1^*$ die Materialkenngröße der identischen Teilchen.

3.4.2. Magnetisierungskoerzitivfeldstärke für $H_c^0 \leqq 0{,}964\ K_1/I_s$

Es wurden für $n = 0, 1, 2, 4, 8$ und 16 für verschiedene vorgegebene $\overline{H_c}$-Werte die differentielle Magnetisierungskomponente nach (20) berechnet und grafisch dargestellt. Die Bilder 3a, b und c zeigen drei

Bild 6. Winkelabhängigkeit der differentiellen Magnetisierungskomponente für die Koerzitivfeldstärke $\overline{H_c} = 1{,}2\ K_1/I_s$ und $n = 8$. Es ergibt sich bei etwaiger Flächengleichheit $H_c^0 \gtrsim 1{,}2\ K_1/I_s$. Der Grenzwinkel $\vartheta_2 = 73{,}41°$ verliert seine Bedeutung infolge der guten Textur



typische Beispiele. Im Fall 3a ergibt sich Flächengleichheit für den Winkel $\vartheta_1^* = 33{,}2°$, was eine relative Materialkenngröße $H_c^0 = 0{,}0836\ K_1/I_s$ zur Folge hat. Nimmt man wesentlich höhere Koerzitivfeldstärken an, wie z. B. in Bild 3b, so sind erstens größere Unterschiede beim Vorzeichenwechsel von H und bei noch schwacher Textur ($n = 1$) auch ein durch Drehung ummagnetisierter Teil nahe $\vartheta = 90°$ zu bemerken. In gleicher Weise wird Flächengleichheit für $\vartheta_1^* = 23{,}48°$ erreicht und daraus $H_c^0 = 0{,}825\ K_1/I_s$ berechnet.
Zum Testen des Verfahrens wurde der schon von *Stoner* und *Wohlfarth* [11] 1948 mit $\overline{H_c} = 0{,}958$ angegebene Wert für den isotropen Fall bestimmt. Für drei Feldwerte um $\overline{H_c} = 0{,}96\ K_1/I_s$ wurde $\cos(\vartheta - \varphi)\cdot\sin\vartheta$ im Maßstab (0,5 ≙ 50 cm und 1° ≙ 1 cm) gezeichnet und grafisch integriert. Bild 3c zeigt ein Beispiel und oben rechts den Interpolationswert $\overline{H_c}\,I_s/K_1 = 0{,}964 \pm 0{,}001$. Damit ist die Genauigkeit des Verfahrens hinreichend. Alle Ergebnisse wurden in den Bildern 4 und 5 zusammengefaßt. Die in Bild 4 eingezeichneten Werkstoffe geben etwa die interessanten $H_c^0\,I_c/K_1$-Werte an. Die Texturparameter technischer Magnete liegen im Bereich $0 \leqq n \leqq 10$.

3.4.3. Koerzitivfeldstärke für $H_c^0\,I_s/K_1 > 1$

Läßt man auch höhere Materialwerte zu ($H_c^0\,I_s/K_1 > 1$), so muß ein zusätzlicher Grenzwinkel ϑ_3 eingeführt werden, wobei jetzt im Bereich $0 \leqq \vartheta \leqq \vartheta_1$ nach (12) ummagnetisiert wird ($I_1\downarrow$), der Bereich $\vartheta_1 \leqq \vartheta \leqq \vartheta_2$ remanent magnetisiert bleibt ($I_2\uparrow$); im Bereich $\vartheta_2 \leqq \vartheta \leqq \vartheta_3$ nach (10) durch irreversible Sprünge ($I_3\downarrow$) und für Winkel $\vartheta_3 \leqq \vartheta \leqq \pi/2$ durch reversible Drehungen nach 3 (11) ummagnetisiert wird ($I_4\downarrow$). Allerdings sind die Teile 3 und 4 nur für Koerzitivfeldstärken um $\overline{H_c}\,I_s/K_1 \approx 1{,}0$ und niedrige n-Werte wichtig, während höhere Koerzitivfeldstärken nur mit hohen Texturwerten möglich sind. Wie im Beispiel von Bild 6 mit $n = 8$ gezeigt wird, liefern bei einer scharfen Texturverteilungsfunktion Anteile für $\vartheta > 45°$ keine Beiträge mehr. In diesem Beispiel wurde etwa Flächengleichheit erreicht, so daß die vorgegebene Koerzitivfeldstärke etwa dem Materialwert H_c^0 entspricht. In ähnlicher Weise kann $\overline{H_c} = f(n)$ im SW-Modell berechnet werden, z. B. verlangt $\overline{H_c} = 1{,}5\ K_1/I_s$ mindestens $n = 64$. Die Ergebnisse wurden in Bild 5 oben (SW-H_c-Kurve) mit eingezeichnet.

4. Diskussion

Durch das vorgelegte auf Remanenzberechnungen und den Gesetzen der Ummagnetisierung von Einkristallen beruhenden, teils analytischen, teils numerisch-grafischen Verfahren konnte mit Hilfe der einfachen $\cos^{2n}$-Verteilungsfunktion die Remanenzkoerzitivfeldstärke und die Magnetisierungskoerzitivfeldstärke von polykristallinen Dauermagneten unter Vernachlässigung der Wechselwirkung quantitativ berechnet werden. Dabei wurde gezeigt, wie die beiden bezüglich der Winkelabhängigkeit der Koerzitivfeldstärke des Einkristalls konkurrierenden Grundgesetze (kohärente Rotation und Wandhaftungsmodell) in Abhängigkeit von der Textur zusammen, also immer gleichzeitig wirken. Damit ist die gelegentlich gestellte Frage, ob ein Material nach dem Gesetz der kohärenten Rotation oder dem Wandhaftungsmodell ummagnetisiert, hinfällig. Auch wäre der Wunsch nach einer quantitativen Aufschlüsselung auf die beiden Anteile wenig sinnvoll, da, wie gezeigt wurde und besonders in den Bildern 3a, b, c zum Ausdruck kommt, die kohä-

rente Drehung einmal im gesamten Winkelbereich $\vartheta \leqq \vartheta_2$ (Unterschiede in den Kurven für $H > 0$ und $H < 0$) und zum anderen je nach Texturgüte im Bereich nahe $\vartheta = 90°$ zum Tragen kommt. Die diesbezüglich sinnvollste Charakterisierung eines Materials bleibt der Quotient $H_c^0 I_s/K_1$. Da es im reinen *Kondorsky*-Modell keine reversiblen Drehungen gibt, ist der Unterschied zwischen $\overline{H_R}$ und $\overline{H_c}$ für $H_c^0 I_s/K_1 \to 0$ beliebig klein. Der für höhere H_c^0-Werte bemerkenswerte Unterschied zwischen $\overline{H_R}$ und $\overline{H_c}$ ist auf die beiden o.a. gedrehten Anteile zurückzuführen, wobei, wie das Einmünden in die $\overline{H_c}$-Kurve mit höheren n-Werten ausweist, der Anteil nahe $\vartheta = 90°$ die Hauptrolle spielt. Bei der Betrachtung von Bild 4 ist im Bereich technischer H_c^0-Werte die Zunahme der Koerzitivfeldstärke beim Übergang zum isotropen Material bemerkenswert. So kann im Rahmen des vorliegenden kombinierten Modells der kohärenten Rotation und des Wandhaftungsmodells auch die sehr hohe Koerzitivfeldstärke chemisch gefällter Bariumferrit-Kristalle verstanden werden.

Nach bisherigen Vorstellungen [19] [29] wurde der an diesen fehlerfreien Kristallen gemessene Wert von $H_c = 4{,}75 \cdot 10^5$ Am^{-1} erklärt durch kohärente Rotation für den isotropen Fall bei um das entmagnetisierende Feld reduzierten $H_A' = H_A - NI_s/\mu_0 = (13{,}1 - 3{,}2)\ 10^5$ Am^{-1}. Dem muß entgegengehalten werden, daß eine lineare Differenzbildung bei $\vartheta \neq 0$ für das entmagnetisierende Feld fraglich ist (s. Bild 1) und daß dazu ein Materialwert $H_c^0 \geqq 6{,}5 \cdot 10^5$ Am^{-1} nötig wäre. Auch die von anderen Autoren [30] vorgeschlagene lineare Überlagerung zweier Fraktionen, wobei die eine nach kohärenter Rotation, die andere nach dem $1/\cos \Theta$-Gesetz ummagnetisiert, ist wenig sinnvoll. Mit dem in dieser Arbeit vorgelegten kombinierten Modell läßt sich die Koerzitivfeldstärke der isotropen Bariumferritpulver zwanglos mit einem Wert $H_c^0 = 0{,}65 \cdot 6{,}5 \times 10^5$ Am^{-1} nach Bild 4 erklären, woraus $\overline{H_c} = 4{,}72 \cdot 10^5$ Am^{-1} folgt.

5. Zusammenfassung

Es wurde ein Berechnungsverfahren für die Abhängigkeit der Remanenz-($\overline{H_R}$) und Magnetisierungskoerzitivfeldstärke ($\overline{H_c}$) vom Ausrichtungsgrad der Teilchen in einem polykristallinen Dauermagneten angegeben. Im Bereich geringer Texturparameter ergeben sich in Abhängigkeit vom reduzierten Materialparameter $H_c^0 I_s/K_1$ des Einkristalls die stärksten Differenzen zwischen Einkristallwert H_c^0 und $\overline{H_c}$ bzw. $\overline{H_R}$. Die stark von der Textur abhängigen theoretischen durch kohärente Rotation gegebenen Grenzen wurden ebenfalls errechnet.

Literatur

[1] *Sergejev, V. V.; Bulügina, T. J.:* Hartmagnetische Materialien (russ.). Moskau: Verlag Nauka 1980
[2] *Kneller, E.:* Ferromagnetismus. Berlin, Heidelberg: Springer-Verlag 1962
[3] *Wohlfarth, E. P.:* Ferromagnetic Materials. Handbuch magnetischer Eigenschaften geordneter Substanzen; Vol. 3 Amsterdam 1982
[4] *Smit, J.; Wijn, H. P. J.:* Ferrite. Philips techn. Bibliothek 1962
[5] *Müller, H. G.; Jahn, L.; Lenz, M.:* Stand der Entwicklung von Dauermagnetwerkstoffen in „Magnetische Eigenschaften von Festkörpern", Leipzig (1974) S. 77—115
[6] *Lin, S.; Strnat, K. J.; Mildrun, H. F.:* Sintered $SmCo_5$-Magnets, relation between coercitivy and the anisotropy of major and minor phases. Proc. VI Intern. Workshop RE-Co-magnets. Baden/Wien Sept. 1982, p. 631
[7] *Nagel, H.:* Seltenerd-Übergangsmetall-Dauermagnete, Physik und Technik ihrer Herstellung. Thyssen Edelstahl, Techn. Berichte 6/1 (Juni 1980), S. 5
[8] *Deryagin, A. V.:* Hartmagnetische Seltenerd-Materialien (russ.). Uspech. Frz. Nauk 120 (1976), S. 393—437
[9] *Hagner, J.; Heinecke, U.:* Dependence of the coercive force on the packing density of hard ferrite powder particles. phys. stat. sol. (b) 22 (1974), K 187
[10] *Hagner, J.:* Über die Abhängigkeit der Koerzitivfeldstärke von der Packungsdichte für Hartferritpulverteilchen (III). Hermsdorfer techn. Mittlg. 31 (1981) 57, S. 1819—1825
[11] *Stoner, E. C.; Wohlfarth, E. P.:* A mechanism of magnetic hysteresis in heterogenous alloys. Phil. Trans. Roy. Soc. A 240 (1948), S. 599—642
[12] *Wohlfarth, E. P.:* Permanent magnet materials. Rado-Suhl. Magnetism. New York 1963
[13] *Wohlfarth, E. R.:* Angular variation of the coercivity of partially aligned elongated ferromagnetic particles. J. appl. Phys. 30 S (1959), S. 117
[14] *Aharoni, A.:* Theoretical search for domain nucleation. Rev. Mod. Phys. 34 (1962), S. 227—238
[15] *Holz, A.:* Formation of reversed domains in plats shaped ferrite particles. J. appl. Phys. 41 (1970), S. 1095
[16] *Kronmüller, H.:* Micromagnetism in hard magnetic materials. J. Magn. Magn. Mater. 7 (1978), S. 341—352
[17] *Zijlstra, H.:* Coping with Brown's paradox: the pinning and nucleation of magnetic domain walls at antiphase boundaries. IEEE Trans on Magn. MAG-15 (1979), S. 1246—1250
[18] *Fidler, J.:* Coercitivity of precipitation hardened rare earth 17 : 2 permanent magnets. J. Magn. Magn. Mater. 30 (1982), S. 58—70
[19] *Livingston, J. D.:* Review of coertivity mechanisms. J. appl. Phys. 53 (1981), S. 2544
[20] *Shtrikmann, S.; Treves, D.:* On the remanence of ferromagnetic powders. J. appl. Phys. 315 (1960), S. 58
[21] *Stäblein, H.:* Quantitative Beziehungen zwischen Textur und Remanenz hexagonaler Ferrite. Techn. Mitt. Krupp Fo-Ber. 24 (1966), S. 103
[22] *Stäblein, H.; Willbrand, J.:* Ein neues Verfahren zur Texturbestimmung von Dauermagneten. Z. angew. Physik 32 (1971). S. 70—74
[23] *Searle, C. W.; Davis, V.; Hutchens, R. D.:* Magnetically determined particle aligment factors of sintered rare earth cobalt permanent magnets. J. appl. Phys. 53 (1982), S. 2395—2397
[24] *Traut, S.; Graham, Jr., C. D.:* Statistical analysis of the orientation of sintered $SmCo_5$ magnets. IEEE Trans Magn. MAG-12 (1976), S. 1015—1017
[25] *Schüler, K.:* Drehmomentkurven und Rotationshysterese. Wiss. Z. HfV. Dresden 7 (1059/60), S. 57—91
[26] *Kondorsky, E.:* Zur Frage der Koerzitivfeldstärke und irreversiblen Magnetisierungsänderungen (russ.). J. Exp. Techn. Fiz. 7 (1937), S. 1117—1131
[27] *Heinecke, U.; Jahn, L.:* Angular variation of the nucleating field in high coercivity magnetically uniaxial single domain particles. phys. stat. sol. (a) 10 (1972), K 93
[28] *Ulyanov, A. J.:* Zur Anisotropie der Barkhausen-Sprünge in $SmCo_5$-Einkristallen (russ.). Isv. Akad. Nauk SSSR Fiz. 45 No 9 (1981), S. 1685
[29] *Mee, C. D.; Jeschke, J. C.:* Single domain properties in hexagonal ferrits. J. appl. Phys. 34 (1963), S. 1271
[30] *Haneda, K.; Kojima, H.:* Magnetization reversal process in chemically precipitated and ordinary prepared $BaFe_{12}O_{19}$. J. appl. Phys. 44 (1973), S. 3760—3762

EA 5521

DISSERTATIONEN

An der Sektion Automatisierungstechnik der Technischen Hochschule Karl-Marx-Stadt wurden seit 1983 unter anderem folgende Dissertationen abgeschlossen:

Liebscher, K.

Dimensionierung von Gleichstrom-Linearantrieben mit Scheibenläufer unter Berücksichtigung extremer Forderungen an das Beschleunigungsvermögen

Dissertation A, TH Karl-Marx-Stadt 1983

Transporteinrichtung für Kapseln mit Probematerial zur Neutronenaktivierungsanalyse über eine Entfernung von 2,5 m bei einer Transportzeit kleiner 100 ms. Dimensionierung eines Gleichstrom-Linearmotors mit eisenlosem Scheibenläufer für Impulsbetrieb. Erzeugung der Läuferstromimpulse von maximal 1 kA aus Kondensatoren, Formung eines angenäherten Rechteckimpulses durch ein Korrekturnetzwerk. Auf der Basis eingeschätzter Masseverhältnisse für Läufer zu Probekapsel erfolgte die geometrische Dimensionierung des Motors. Festigkeitsberechnungen des Läufers dienen der Masseminimierung. Mathematische Beschreibungsfunktionen für den Ankerstromkreis, für die Feldverteilung und die Wirbelstromverluste werden abgeleitet. Überprüfung der theoretischen Grundlagen an einem Versuchsaufbau. Die beschriebene Einrichtung und die theoretischen Grundlagen lassen sich für Impulsantriebe oder oszillierende Antriebe, bei denen das dynamische Verhalten vornehmlich durch die Eigenmasse des Läufers bestimmt wird, anwenden.

Laux, G.

Steuerung dezentraler Antriebsstrukturen unter besonderer Berücksichtigung textiler Prozesse mit durchlaufenden Bahnen

Dissertation A, TH Karl-Marx-Stadt 1985

Ausgehend von den Anforderungen verschiedener Applikationen wurde die Steuerkonzeption erarbeitet, der eine steuerungstechnisch parallele Anordnung der Motoren zugrunde liegt. Die hierarchische Steuerung besteht aus Grund-, Objektivierungs- und Adaptionsebene. Es wird vordergründig die Objektivierungsebene betrachtet. Sie umfaßt die Zwangslaufsicherung sowie die Anpassung der Führungsgrößen der Einzelbetriebe an unbekanntes beziehungsweise veränderliches Prozeßverhalten mit einem unscharfen Regler. Die Praxiswirksamkeit der Ergebnisse wurde am Labormuster eines Flyers mit dezentralem Antriebssystem nachgewiesen.

Schleicher, S.

Ein Beitrag zur rechnergestützten Generierung von Bewegungssollwerten in numerischen Steuerungen

Dissertation A, TH Karl-Marx-Stadt 1984

Der Übergang zur Mikrorechner-NC und die gleichzeitig dabei zu erhöhenden Bahngeschwindigkeiten und Wegauflösungen erfordern die Entwicklung leistungsfähigerer numerischer Verfahren für die Erzeugung der Bewegungssollwerte. Im Rahmen dieser Arbeit wird diese Entwicklung für gerade und kreisförmig verlaufende Bewegungen, die aus zwei senkrecht aufeinanderstehenden Einzelbewegungen zusammengesetzt

sind sowie für die Folgeachsbewegung bei der elektronischen Getrieberealisierung vorgenommen. Die theoretischen Untersuchungen zu den möglichen Lösungsansätzen zeigen, daß die erarbeiteten neuen Steuerverfahren optimale Lösungsprinzipien sind. Diese neuen Verfahren haben sich bereits in der Praxis bewährt.

Zimmermann, R.

Zur Drehmomentenbildung in der mit Wechselrichter gespeisten Asynchronmaschine

Dissertation A, TH Karl-Marx-Stadt 1985

Die aufgezeigte Theorie gestattet die Berechnung der entwickelten Momente der mit Zwischenkreisumrichter gespeisten Asynchronmaschine. Die Berechnung des Grundschwingungsmomentes erfolgt entsprechend der Frequenz-Spannungszuordnung bei Drehzahlstellung, und die Berechnung der parasitären Momente erfolgt mit Hilfe der Fourieranalyse von Strom und Spannung unter Beachtung der Stromverdrängung. Die entstehenden parasitären Momente werden in Pendelmomente 1., 2. und 3. Ordnung und asynchrone Momente der Oberschwingungen unterschieden. Die Berechnung der Pendelmomente erfolgt aus den Spannungs- und Momentengleichungen, mit der Methode der fiktiven Einzelwelle und dem Raumzeigerkalkül. Die Messungen erfolgen unter Berücksichtigung des schwingfähigen Systems. Zur Auslegung der Asynchronmaschine hinsichtlich der Pendelmomente und der damit verbundenen Geräusche werden Empfehlungen erarbeitet.

Wagner, M.

Beitrag zur Berechnung von permanenterregten Systemen in elektrischen Maschinen, insbesondere in Gleichstromstellmotoren

Dissertation A, TH Karl-Marx-Stadt 1984

Das magnetische Feld wird für komplizierte Geometrien wegen der guten Gebietsapproximation über ein elektrisches Analogienetzwerk mit Hilfe großdimensionierter Gleichungssysteme berechnet. Dabei wird die Koeffizientenmatrix über die Verknüpfungsmatrix und die Widerstandsmatrix berechnet, die beide relativ leicht aufgestellt und kontrolliert werden können. Bei relativ einfachen Geometrien werden Permanentmagnete durch Strombeläge oder diskrete Einzelströme an den Rändern ersetzt und das magnetische Feld mit Hilfe der Spiegelungsmethode berechnet. Vorteil dieser Methode gegenüber universelleren Methoden sind:

- keine Gebietsdiskretisierung erforderlich
- Berechnung einer beliebigen Punktezahl (z. B. nur an bestimmten Stellen möglich)
- geringerer Eingabeaufwand
- geringerer Speicherbedarf
- Verwendung von Kleinrechentechnik ist möglich.

Deus, S.

Einsatz numerischer Verfahren zur Berechnung elementarer Funktionen für Koordinatenberechnungen bei der Bewegungssteuerung von Industrierobotern in Drehgelenkausführung

Dissertation A, TH Karl-Marx-Stadt 1984

Untersuchung numerischer Verfahren zur Funktionsberechnung, hinsichtlich ihrer Eignung für schnelle Koordinatenberechnungen bei der Bewegungssteuerung von Industrierobotern mit Drehgelenken, unter Berücksichtigung der zum Einsatz kommenden Hardware. Es wurden erstens klassische Verfahren zur Funktionsberechnung untersucht. Hier zeigt sich, daß die Berechnung der gebrauchten Funktionen durch Approximation mittels Polynome erster Ordnung rechenaufwandgünstig und mit der Nutzung von 16-Bit-Mikroprozessoren mit ausreichend kurzen Laufzeiten realisiert werden kann. Zweitens wurde der Einsatz der sogenannten CORDIC-Arithmetik für die Koordinatenberechnungen untersucht. Es zeigt sich, daß ausreichend kurze Rechenzeiten nur durch Verwendung einer speziellen, der CORDIC-Arithmetik angepaßten Hardware erzielt werden.

Franke, D.

Berechnung von Polyoptimalsteuerungen unter Verwendung hierarchischer Methoden

Dissertation A, TH Karl-Marx-Stadt 1984

Analyse des Verhaltens dynamischer Systeme zum Zweck des Steuerungsentwurfs unter Beachtung mehrerer unterschiedlicher Gesichtspunkte. Entwicklung einer Lösungsstrategie für eine breite Klasse von Optimalsteuerungsproblemen bei Berücksichtigung mehrerer Gütekriterien und verschiedener Beschränkungen. Aufstellung einer monetarischen Ersatzaufgabe zur Lösung des Problems. Dazu dient eine Drei-Ebenen-Koordinationsstrategie unter Verwendung einer Straffunktionsmethode. Berechnung paratooptimaler Lösungen in Abhängigkeit von Referenzpunkten und weiteren Parametern, die die Steuerung im Zielraum gewährleisten. Implementierung eines dialogfähigen, modularen Programmsystems, bestehend aus Optimierungs- und Dialogroutine. Anwendung auf stetige und diskrete, lineare sowie nichtlineare Modelle möglich; spezielle Module sind für lineare Systembeschreibung vorgesehen. Außerdem können Prozeßstörungen durch eine Erweiterung der hierarchischen Herangehensweise berücksichtigt werden.

Becker, R.

Beitrag zum systematischen Entwurf von modularen Echtzeitsteuerprogrammsystemen unter Berücksichtigung einer Mikrorechnerkopplung

Dissertation A, TH Karl-Marx-Stadt 1985

Es werden allgemeine Regeln für die Programmierung von Echtzeitbetriebssystemen vorgeschlagen. Auf der Basis der Mengentheorie erfolgt die Modellierung von Mikrorechnernetzen. Für einfache Mehrprozessorsysteme mit statischer Aufgabenzuweisung (einfache Mikrorechnerknoten) wird die Strukturierung des Betriebssystemkerns beschrieben. Vorschläge für die modulare Gestaltung der Schnittstellen und der Programme sind gemacht worden. Diese theoretischen Erkenntnisse sind unabhängig vom Typ des eingesetzten Mikroprozessors. Die allgemeingültigen Lösungsvorschriften wurden für den Mikroprozessor U 880 erfolgreich überprüft.

Peijan, L.

Ein Beitrag zur Anwendung der unscharfen Mengentheorie für einen adaptiven Regler und seine Implementierung

Dissertation A, TH Karl-Marx-Stadt 1984

Untersuchung, Entwicklung und Implementierung eines unscharfen Regelungskonzeptes zur Steuerung von Prozessen mit hohem Maß an Unsicherheit. Die Erfahrungen von Experten bilden die Grundlage für die Ausstellung der Regeldatei. Im Mensch-Maschine-Dialog bzw. mit Hilfe eines automatischen Adaptionsalgorithmus wird sie an den Prozeß angepaßt. Klassifizierung möglicher Fuzzy-Reglerkonzepte, Darstellung der notwendigen mathematischen Grundlagen der Fuzzy-Sets, systemtheoretische Eingliederung unscharfer Konzepte in die Regelungstechnik, Diskussion einfacher und adaptiver Fuzzy-Regler, Auswahl einer adaptiven Strategie, Simulation des Reglers zur Untersuchung der Auswirkungen der Parametereinstellungen, Parametereinstellrichtlinien, Weiterentwicklung des Reglers für den industriellen Einsatz, Mehrfachnutzung vorhandener Steuerregeln, Vergessensfunktionen usw. Die implementierte K-1520-Variante SAFIR-K 1520 zeichnet sich durch ihre Strukturumschaltbarkeit und umfangreiche Dialogkomponente aus.

Mann, S.

Ein Lernverfahren zur Modellierung zeitvarianter Systeme mittels unscharfer Klassifikation

Dissertation A, TH Karl-Marx-Stadt 1984

Als Beitrag zur experimentellen Analyse zeitvarianter Systeme wurde ein adaptives Identifikationsverfahren entwickelt. Ausgehend von objektiv meßbaren oder subjektiv beobachteten Basisinformationen erfolgt mittels Klassifikation eine Struktursuche und -beschreibung. Die Theorie der unscharfen Mengen liefert in Form einer parametrischen Zugehörigkeitsfunktion ein allgemeines Beschreibungsmittel für elementare Beobachtungen und globale Strukturelemente. Zeitvarianzen werden durch ein Lernverfahren verfolgt, das als Beitrag zur künstlichen Intelligenz die Dialektiken Trägheit — Flexibilität, Vergangenheit — Gegenwart und Elementares — Globales berücksichtigt. Der Algorithmus ist rechentechnisch realisiert und für Simulation und On-line-Identifikation getestet. Ein Anwendungsfall zur technischen Diagnose von Werkzeugmaschinen wurde erfolgreich abgeschlossen.

R. Zimmermann, Karl-Marx-Stadt EA 2104

Anmerkung der Redaktion

Die Reihe der Kurzreferate zu abgeschlossenen Dissertationen setzen wir im Heft 9/1986 mit drei Dokumentationen aus der Sektion Technologie der Elektrotechnik/Elektronik der Ingenieurhochschule Wismar fort.

Bencard, R.

Querschnittsauswahl von Freileitungsseilen

Lang, R.

Plastkabelextrusion und stochastische Aspekte

Mundt, H.

Stochastische Bemessung von Transformatoren

Die Redaktion

FACHTAGUNGEN

Piezo- und pyroelektrische Eigenschaften von Piezopolymerfolie

122. Sektionskolloquium Automatisierungstechnik der TH Karl-Marx-Stadt am 12. März 1986

Der Referent, Herr Dr. *Künstler* vom Institut für Polymerenchemie Teltow der Akademie der Wissenschaften der DDR, ging zunächst auf die geschichtliche Entwicklung und die Gründe für das Interesse an diesen Materialien näher ein. 1948 wurde die Piezopolymerfolie erstmalig hergestellt und deren Eigenschaften entdeckt. 1961/62 erfolgte in den USA durch *Pennwalt* die Einführung auf dem Markt. Jedoch erst 1969 entdeckte *Karvai* den piezoelektrischen Effekt und 1971 wurde durch *Bergmann* der pyroelektrische Effekt entdeckt.
Die Gründe für das große Interesse an diesem piezo- und pyroelektrischen Polymermaterial liegen in der Eröffnung völlig neuer Anwendungsmöglichkeiten und in der Komplexität des Polyvinyluidenfluorids (eine amorphe und mindestens vier kristalline Phasen sind bekannt).

Eine Einordnung dieses Materials kann zwischen Polyethylen — PE/Polyvinylfluorid — PVF und Polytetrafluorethylen — PTFE erfolgen. Dieses hochmolekulare semikristalline Polymer enthält in die amorphe Region (etwa 50 %) eingelagerte kristalline Lamellen. Sodann wurde auf die Entstehung und Konvertierbarkeit der Kristallformen des Polyvinyluidenfluorids — PVDF eingegangen. Es werden grundsätzlich eine nichtpolare α-Phase und eine polare β-Phase, wobei alle Fluoratome in eine Richtung zeigen, unterschieden. Hierbei tritt ein starkes Dipolmoment auf.
Nun legte Dr. *Künstler* die technologischen Prozesse für die Entstehung bzw. Erzielung der spezifischen Phasen im Material dar. Möglichst große piezo- und pyroelektrische Koeffizienten werden durch Bildung der α-Phase bei mehr als 100 MV/cm und anschließende Überführung der α-Phase durch uniaxiale Reckung in die β-Modifikation durch Aufbrechen der Sphärolitstruktur erreicht. Nach dem Recken liegen die Molekülketten zueinander in Reckrichtung parallel. Als optimale Recktemperatur wurde 110 °C empirisch ermittelt. Bei höheren Temperaturen nimmt die β-Phase wieder ab. Auf Verlauf des Polarisierungsstromes sowie Polarisierungszeiten und Fragen der Abkühlung sowie Vollständigkeit der Strukturumwandlung von α- in β-Phase wurde ebenso wie auf Liefermöglichkeiten unverstreckter PVDF-Folie eingegangen.

Unter der Zielstellung der Aufklärung des Zusammenhanges zwischen remanenter Polarisation und den piezo- und pyroelektrischen Eigenschaften in Abhängigkeit von der Polungsfeldstärke sowie Erkenntnissen über Struktur-/Eigenschafts-Beziehungen nannte der Referent experimentelle Untersuchungsmöglichkeiten und erläuterte die prinzipielle Anordnung der Proben bei der Koeffizientenbestimmung. Anschließend wurden die Meßergebnisse an reinen β-Proben mit uniaxialer Orientierung bei Polungstemperatur von 20 °C vorgelegt. Die Unterschiede biaxialer und uniaxialer Proben gab der Referent in grafischer Gegenüberstellung näher an. Auch auf die Probleme der Koeffizientenbestimmung aus den thermodynamischen Grundgleichungen ging der Referent ein und erläuterte, daß durch die mechanische Nachgiebigkeit semikristalliner Polymere in amorpher Phase eine Ladungsänderung auf den Elektroden ebenso wie eine Polarisationsänderung bei mechanischer Bewegung eine Differenz zwischen theoretischer und experimenteller Koeffizientenbestimmung verursacht wird. Das veranlaßte *Wada* (1981) und *Tashiro* (1983), ein sogenanntes „Zweiphasenmodell" zu erarbeiten.

Bei den Polymeren spielen vor allem folgende drei Faktoren eine bedeutende Rolle:

- Elektrostriktion
- Poissonverhältnis
- Volumenänderung der Kristalle.

Wie die Untersuchungen gezeigt haben, können durch Recktemperaturen von etwa 170 °C wesentlich höhere Koeffizienten d_{31} bzw. p_3 erzielt werden. Auf Grund der Vorteile gegenüber Keramik

- geringe Dichte/Flexibilität/Großflächigkeit/einfache Herstellung
- niedrige akustische Impedanz und
- niedrige mechanische Schwingungsgüte in weitem Frequenzbereich

bietet sich der Einsatz der Folien für die Sensortechnik besonders an. Der Referent nannte als wichtigste Anwendungsgebiete:

- Elektromechanische Wandler
- mechanoelektrische Wandler
- pyroelektrische Detektoren
- Hydrofone.

Es sind derzeit verschiedenste Applikationen bekannt, die sich wie folgt auf unterschiedliche Einsatzgebiete verteilen:

25 % pyroelektrische Detektoren
15 % Elektroakustik
14 % Ultraschallanwendung
13 % Druckwandler
12 % Bimorphstrukturen
10 % Oberflächenwellen
7 % Bildwandlung
2 % sonstige piezoelektrische Einsätze
2 % sonstige pyroelektrische Anwendungen.

Aus der Erläuterung von Einsatzfällen sind besonders hervorzuheben die Beispiele

- Messung sehr schneller Abkühlgeschwindigkeiten
- Beschleunigungsmesser
- Münzzähler;

aber auch auf Applikationsfälle, wie

- Piezomikrofon
- Lautsprecher
- Kopfhörer

ging Dr. *Künstler* in seinen Ausführungen näher ein.

G. Tippmann, Karl-Marx-Stadt EA 2249

Einsatz von Heimcomputern beim Studium

123. Sektionskolloquium Automatisierungstechnik der TH Karl-Marx-Stadt am 5. Juni 1986

Vor Vertretern verschiedener Bildungseinrichtungen der DDR sowie Industrievertretern und Mitarbeitern der Technischen Hochschule Karl-Marx-Stadt berichteten

- Herr Dr. sc. techn. *Stoschek*, TU Dresden, Sektion Informationsverarbeitung und
- Herr Dr.-Ing. *Pfeifer*, TH Karl-Marx-Stadt, Sektion Automatisierungstechnik

über *„Erfahrungen beim Einsatz des KC 85/1 und KC 85/2 in der Lehre sowie bei der fakultativen Arbeit der Studenten"*.
Dr. *Stoschek* bezog sich dabei vorwiegend auf die Verwendung des Heimcomputers Z 9001 (KC 85/1) bei der fakultativen Arbeit der Studenten des 1. und 2. Studienjahres. Von den 10 mit Bildschirm (Junost) und Kassettengerät (Geracord) ausgerüsteten Heimcomputern der Sektion Informationsverarbeitung der TU Dresden sind vier Stück im Studentenwohnheim stationiert. Aus einem Überblick zur Lehrveranstaltung „Informationstheorie" heraus erläuterte der Referent die Gestaltung der Aufgaben für die Studenten, die in einem Übungsaufgabenheft zusammengefaßt vorliegen. Darüber hinaus arbeiten die Studenten ständig neue Aufgaben und Lösungen auf der Grundlage von vorhandenen BASIC-Modellen aus. Auf dem Gebiete der Codierungstheorie existiert ein struktur- und sprachorientiertes Darstellungskonzept für binäre Gruppenkodes, worüber eine spezielle Publikation vorliegt. Nach Erläuterung der Beschreibung eines Gruppenkodes und Nennung der Grundzüge dieser Darstellung erfolgte an einem Beispiel die Betrachtung eines Grammatikmodells. Dr. *Stoschek* erläuterte die Erzeugung und Erkennung der Kodewörter aus der Kodematrix heraus, die aus Informations- und Kontrollteil ein Ablesen des Kodewortes ermöglicht.
Ziel des Computereinsatzes für die fakultative Arbeit der Studenten ist es, bei Erhaltung eines gewissen Hobby-Charakters mathematische Kenntnisse zu vertiefen und die Programmierung zu erlernen und zu üben. Zu diesem Zweck werden von Studenten im 1. Studienjahr vor allem Aufgaben der Algebra und Matrizenrechnung gelöst. Dr. *Stoschek* führte dann einige Beispiele an, die auch den feuilletonistischen Charakter dieser Aufgabensammlung erkennen ließen, wie etwa die näherungsweise Berechnung von e mit großer Stellenzahl oder die Determinantendarstellung einer Dreiecksfläche bzw. des Volumens eines Tetraeders. Die Aufgabensammlung enthält aber auch anspruchsvollere Aufgaben, wie etwa die Konstruktion eines determinierten abstrakten Automaten, eines sogenannten „Teilbarkeitsautomaten", der beispielsweise chaotisches Verhalten zeigt. Für Liebhaber spezieller Knobeleien ist z. B. auch die Aufgabe der Kodierung und Dekodierung des von der internationalen Kundschaftergruppe RAMSAY verwendeten Kryptokodes enthalten, und es ist die Sicherheit bei heutigen rechentechnischen Mitteln anzugeben.
Im zweiten Vortrag erläuterte Dr. *Pfeifer* die Nutzung von Software zur effektiveren

Gestaltung der Lehre und gleichzeitigem Training bei der Handhabung dialogorientierter Technik. Im Unterschied zu den Aufgaben der theoretischen Informatik und Mathematik in der Sektion Informationsverarbeitung der TU Dresden liegt der Schwerpunkt der Arbeit an der Sektion Automatisierungstechnik der TH Karl-Marx-Stadt bei dem Lehrgebiet „Grundlagen der Elektrotechnik" in der allseitigen Nutzung der lehrgebietsspezifischen Software. Hieraus resultiert die Schlußfolgerung, daß die Grafikfähigkeit unverzichtbar ist und deshalb vor allem der Heimcomputer KC 85/2 zum Einsatz gelangt. Ziel des Heimcomputereinsatzes für die Lehre ist deshalb

1. die Nutzung der Heimcomputer zum Berechnen komplizierter Zusammenhänge und
2. die Neugestaltung der Ausbildung unter voller Nutzung der neuen veränderten didaktisch-methodischen Möglichkeiten der Computer in Form einer durchgängig rechnergestützten Ausbildung.

Der Referent stellte das Programmpaket für die Ausbildung in „Grundlagen der Elektrotechnik" dar, wobei rechnergeführte Belege das Kernstück bilden.
Weiterhin umfaßt das Programmpaket

- den Einsatz im Praktikum zur Rechnersimulation des Versuchsgegenstandes, d.h. zur Vorbereitung und Auswertung von Praktikumsversuchen
- individuelle Lern- und Wiederholprogramme
- Lehrprogramme für Vorlesung und Übung, zur Simulation und Berechnung typischer Problemklassen oder Demonstration in Vorlesungen
- Erprobungsprogramme zur Behandlung spezieller interessanter Probleme.

Das gesamte Programmpaket basiert auf Menütechnik. Ausgewählte Studenten des 2. Studienjahres erstellen in Form von Jahresarbeiten Software, die später in Lehrveranstaltungen genutzt wird. Für diese Aufgaben stehen gegenwärtig an der Sektion Automatisierungstechnik der THK zwölf KC 85/2, ein KC 85/1 (größerer Speicherumfang als KC 85/2) und ein MC 80 im Kleincomputerlabor der Sektion zur Verfügung.
Aus dem Programmsystem „Elementare Netzwerkanalyse" demonstrierte Dr. *Pfeifer* am Farbdisplay das Beispiel der Parameterbestimmung einer Varistorkennlinie. Im weiteren erläuterte der Referent die Belegaufgabe „Lineares Gleichstromnetz", die der Anwendung der Berechnungsverfahren:

Knotenpotentialanalyse; Maschenstromanalyse; Überlagerungssatz; Zweipoltheorie

auf ein relativ kompliziertes Widerstandsnetzwerk dient. Auf Grund der rechentechnischen Möglichkeiten erhält jeder Student eine spezielle Aufgabe und ist gezwungen, selbständig zu arbeiten.
Resümierend legte Dr. *Pfeifer* dar, daß es darauf ankommt

1. Dinge in die Lehre einzuführen, die auf Grund der bisherigen Möglichkeiten nicht erfolgen konnten und entscheidend zur Effektivierung der Ausbildung beitragen und
2. ein in sich geschlossenes System einzuführen, woraus die vorgestellten Abschnitte nur einen Beitrag bilden.

G. Tippmann, Karl-Marx-Stadt EA 2270

KURZBERICHTE

Festlegungen zu Stromrichteranlagen und -geräten nach TGL 200-0608

1. Allgemeines

Durch die Einführung der Mikroelektronik, neuer Drehstromantriebs-, Verbindungs- und Schutztechnik bei der Entwicklung und Fertigung von Stromrichteranlagen und Stromrichtergeräten für alle Einsatzgebiete machte sich gleichzeitig eine Überprüfung und Überarbeitung des Standardkomplexes TGL 200-0608, Ausgabe April 1977 [1] erforderlich. Die Überarbeitung der Teile 03 und 04 von TGL 200-0608 [2] [3] zur Einführung und standardtechnischen Absicherung dieser neuen Techniken wurde vom VEB Elektroprojekt und Anlagenbau, Berlin, mit Unterstützung des FUA 1.10. der KDT „Stromrichter" im Jahre 1985 durchgeführt. Sie war auch deshalb notwendig geworden, um die neuen Festlegungen nationaler und internationaler Vorschriften, wie TGL 200-0613/02 [4], TGL 200-0602/03 [6], IEC 146 [7] DIN/VDE 57160 [8], DIN/VDE 57558 [9], PUE IV-3 [10] auszuwerten und zu berücksichtigen. Die überarbeiteten Teile 03 und 04 des Standards zeichnen sich gegenüber ihren Vorgängern dadurch aus, daß sie

- gekürzt und klarer abgefaßt sind sowie zu anderen Standards widerspruchsfrei aufgebaut sind
- die Forderungen zur Funkentstörung und zur Schallabstrahlung anhand der hierfür zutreffenden aktuellen Standards TGL 20885 und TGL 32624 neu regeln
- die Schutzmaßnahmen gegen elektrischen Schlag nach TGL 200-0602/02 und 03 aktualisieren
- die Mindestquerschnitte von in Stromrichtern eingesetzten Leitungen nach TGL 200-0613/02 und /03 unter Beachtung neuer Verdrahtungstechnologien neu festlegen
- auftretende besondere Betriebsbedingungen unter Berücksichtigung relevanter Festlegungen nach DIN 57160 erweitern.

Weitere Teile von TGL 200-0608 werden im Verlaufe der nächsten Jahre ebenfalls überprüft und dabei neue RGW-Standards, wie z.B. [11] bis [14] in die nationale Bearbeitung einbezogen.

2. Allgemeine technische Forderungen

Im stark gekürzten Teil 3 werden die allgemeinen Forderungen, die für alle Stromrichtereinrichtungen (Stromrichter, Stromrichtergeräte und -anlagen) gültig sind, verbindlich festgelegt. Dazu gehören in Zusammenhang mit den elektrischen Bedingungen die vorzugsweise anzuwendenden Nennausgangsströme nach TGL RGW 780, Nennfrequenzen (50 Hz $\pm$ 2%) und Nennspannungen für Leistungsteile (220, 380, 660 V; 6, 10, 15, 20, 30 kV Ws sowie 12, 24, 60, 110, 220 V Gs) und Informationsteile (5, 6, 12, 15, 24, 42, bzw. 40, 48, 60 110 V Ws und Gs) von Stromrichtern.
Die zulässigen Abweichungen der Nennwerte der Netzspannung beim Dauerbetrieb der Stromrichter wird für die einzelnen angewendeten Stromversorgungsarten unterschiedlich festgelegt. So sind beim Einsatz von

- Synchronmaschinen die zulässigen Abweichungen mit $\pm$ 10% und bei Schutzeinrichtungen von + 10 ... — 15% bei Anwendung von Hilfsenergien
- Akkumulatoren die zulässigen Abweichungen mit $\pm$ 15%

zulässig.
Weiterhin sind zulässige besondere Bedingungen des Netzes, wie nichtperiodische Überspannungen, Oberschwingungsgehalt, Spannungseinbrüche und -absenkungen, die eine sichere Funktion der Stromrichter zulassen, neu angegeben.
Die für Stromrichter zulässigen Umgebungsbedingungen müssen der in TGL 9200/03 [15] festgelegten Einsatzklasse — 10/35/20/85.//1001 entsprechen. Die eingesetzten Kühlmittel sollen dann für Luft im Temperaturbereich von — 10 bis 35 °C, für Wasser und Öl dagegen im Bereich von 5 bis 30 °C liegen. Bei Entnahme der Kühlluft aus der unmittelbaren Umgebung der Einrichtungen ist auf ein ungehindertes Zu- und Abströmen der Luft zu achten und es ist zu sichern, daß keine zusätzliche Erwärmung der Stromrichteranlagen durch in der Nähe befindliche Wärmequellen auftritt.
Als besondere Betriebsbedingungen, die zwischen Hersteller und Betreiber der Stromrichter zu vereinbaren sind, nennt [2] z.B.:

- Ungewöhnliche mechanische Belastungen, z.B. auf Fahrzeugen

[1]) Ing. Ing. *Heinz Kloust*, Koordinierungsbeauftragter für Standardisierungsaufgaben im ZFT des VEB Kombinat Automatisierungsanlagenbau, Berlin.

Tafel Leitermindestquerschnitte für in Stromrichtereinrichtungen eingesetzte Leitungen

Einsatzgebiet			Leiternennquerschnitt (mm²) Kupfer	Aluminium
Leitungen	für Informationsteil	allgemein	0,2	2,5
		Löttechnik	0,14	—
		Wickeltechnik	0,07	
Leitungen bei zugelassenem direkten Anschluß am Leistungsteil einschließlich der Meßleitungen von Nebenwiderständen		allgemein	1,0	2,5
	Ansteuer-, TSE- u.a. Leitungen für Ventile		0,5	—
	für Informationsteil	Löttechnik	0,14	—
		Wickeltechnik	0,07	—
Leitungen in Sekundärkreisen von Stromwandlern und Meßkreisen von Gleichstromwandlern bei Anschluß am Informationsteil			0,2	—

Stand und Perspektiven im Generatorbau

Glebov, A. I. Električestvo (1986) 2, S. 5–9

Der größte zweipolige Turbogenerator der Welt mit 1200 MW (1333 MVA) Leistung erreichte im Wärmekraftwerk Kostroma seine Nennparameter. Die 1000-MW-Turbogeneratoren mit 1500 U/min (vierpolig) befinden sich in einer Reihe von Kernkraftwerken erfolgreich in Betrieb. Die ersten zweipoligen 1000-MW-Turbogeneratoren (3000 U/min) wurden ausgeliefert.

Von der einheitlichen Turbogeneratorserie, die gemeinsam von allen Generatorherstellern der INTERELEKTRO-länder entwikkelt wurde, sind schon 63-, 110-, 160-, und 800-MW-Generatoren in Betrieb und 220-, 320- sowie 500-MW-Generatoren in der Entwicklungsphase. Sie zeichnen sich im Vergleich mit ihren TWW-Generator-Vorgängern durch eine höhere Manövrierfähigkeit, einen höheren Wirkungsgrad und 15 bis 20 % niedrigeren Materialverbrauch aus. 1978 wurde der Bau des ersten voll wassergekühlten 800-MW-Tubogeneratores von „Elektrosila" abgeschlossen. Die drei Generatoren dieses Typs haben sich bisher gut bewährt. Das Kühlwasser fließt dort in einen Sammelkollektor, aus dem es infolge der Läuferdrehung in die unteren Läuferstab-Kühlkanäle gesaugt wird und danach durch die oberen aus dem Läufer abfließt, ohne jegliches Zwangsumlaufsystem. Jener Generator ist mit Luft gefüllt, was Dichtlager erübrigt und den Einsatz von nichtbrennbaren Lagerölen (Brandschutz!) ermöglicht. Das Hauptaugenmerk im Turbogeneratorbau wird weniger einer Vergrößerung, sondern der Zuverlässigkeit gewidmet, unter anderem mit Diagnostiksystemen. Nach 1995 wird eine neue einheitliche Turbogeneratorserie einschließlich 1500-MW-Generatoren für sinnvoll erachtet. Ein 300-MW-supraleitender Generator befindet sich im Bau. Mit den supraleitenden Läufern kann bekanntlich die spezifische Generatormasse 2 bis 2,5 mal gesenkt und der Wirkungsgrad um 0,5 bis 0,6 % erhöht werden. Für eine breite Einführung der Supraleitung im Generatorbau sind jedoch noch umfangreiche Untersuchungen vorrangig zur Absicherung der notwendigen Zuverlässigkeit erforderlich. Im Bau von Schenkelpolgeneratoren wurden mit den zehn bereits in Betrieb befindlichen 640-MW-Generatoren (142,8 U/min) des Sajano-Schuschenskojer Wasserkraftwerkes neue Maßstäbe gesetzt. 1983 wurde der Prototyp des 200-MW-Generator-Motor-Satzes (150 U/min) für Pumpspeicherwerke fertiggestellt. Im XII. Fünfjahrplan soll die einheitliche Kleinwasserkraftwerks-Generatorenserie von 0,5 bis 10 MW, von 187,5 bis 1000 U/min und mit 6,3 und 10 kV Spannung anlaufen. Die Serienproduktion der wassergekühlten 160-MVA-Phasenschieber KSVBO 160-15 mit einem reversiblen bürstenlosen Erregungssystem lief an.

E. Broßmann, Berlin EA 2237

Vielphasige Hochspannungsleitungen

Gerschengorn, A. I.: Energochosjaistvo sa rubeshom (1985) 5, S. 25–33

Die großen Mastausmaße und der entsprechende Einflußkorridor der üblichen dreiphasigen Hochspannungsleitungen können durch vielphasige Leitungen verringert werden. Die Erhöhung der Phasenzahl erlaubt außerdem die natürliche Leistung und die thermische Durchlaßfähigkeit der Leitungen entschieden zu steigern.

Die Phasen einer solchen Vielphasenleitung werden auf den Ecken von regelmäßigen Vielecken (*nx* 3-Eck) so angeordnet, daß die räumliche Lage der Phasen im Vieleck mit den Vektoren der Spannung zusammenfällt. Für diese Leitungen bieten sich π-förmige Masten an.

Vielphasige Leitungen können relativ einfach in das dreiphasige Wechselstromnetz eingefügt werden. Eine sechsphasige Leitung kann beispielsweise über zwei Transformatoren, deren Wicklungen einmal im *Stern-Stern* und bei den anderen Transformatoren im *Stern-Dreieck* zusammengeschaltet sind, eingebunden werden.

Bei einer Vergrößerung der Phasenanzahl auf 6 erhöht sich die natürliche Leistung der Leitung ungefähr auf das Doppelte, auf 12 auf das Dreifache und ein weiterer Phasenzuwachs erbringt keine nennenswerten Fortschritte. Die Spannung zwischen den Phasen verändert sich am Beispiel einer Phasenspannung von 80 kV folgendermaßen: dreiphasiges System — 138 kV, sechsphasiges — 80 kV, zwölfphasiges — 41 kV und vierundzwanzigphasiges — 21 kV.

In der USA wurde für eine 24 Kilometer lange 138-kV-Doppelleitung (auf einem Mast) die Rekonstruktionsvarianten auf zwei dreiphasige 230-kV-Leitungen oder eine sechsphasige 138-kV-Leitung überprüft. Bei letzterer Variante brauchen die Leiterseile, Isolatoren und Mastform nicht geändert werden. Die allseitigen Untersuchungen bestätigten die Effektivität der Umstellung auf vielphasige Leitungen zwecks Steigerung der Durchlaßfähigkeit. Daraufhin wurden vom Ministerium für Energetik der USA Entwicklungsarbeiten und zwei Versuchsstrecken für je eine sechs- und zwölfphasige Leitung in Auftrag gegeben.

Berechnungen für Höchstspannungsleitungen ergaben, daß die Kosten für die Umspannwerke von vielphasigen Leitungen ungefähr 10 % höher liegen als die von reinen dreiphasigen Umspannwerken mit 1200-kV-Leitungen, wegen der größeren Anzahl von Netztransformatoren, Leistungsschaltern, Trennern, Wandlern usw. Für eine Durchlaßfähigkeit von 6000 MW erwiesen sich sechsphasige 462-kV-Leitungen (Phasenspannung) mit vier Leiterseilen je Phase und zwölfphasige 317-kV-Leitungen mit zwei Leiterseilen je Phase praktisch bei jeder Leistungslänge ökonomischer als dreiphasige 1200-kV-Leitungen.

E. Broßmann, Berlin EA 2128

Internationaler Stand und Perspektiven des Baus von Kleinwasserkraftwerken

Karelin, V. J.: Energetika (1985) 11, S. 103 bis 107

Aus der Sicht der Ökonomie sind die Kleinwasserkraftwerke mit Leistungen bis zu 10 MW im allgemeinen ungünstiger als Großwasserkraftwerke, wobei die besten Kleinwasserkraftwerke sich heute ihren großen Brüdern insbesondere in den Elektroenergie-Erzeugniskosten stark nähern.

Die internationale Zusammenarbeit auf dem Gebiet der Kleinwasserkraftwerke nimmt unter aktiver Einflußnahme der UNO sprunghaft zu. Allein im Jahre 1981 eröffneten 42 Länder Bauprogramme für Kleinwasserkraftwerke, und 55 Firmen in der Welt stellen heute dafür Aggregate her. Erhöhte Aufmerksamkeit wird den wassertechnischen Einrichtungen gewidmet, die 50 % der Baukosten einnehmen (18 bis 30 % Wasserturbinen und 15 bis 20 % elektrischer Teil).

Der Weltmarkt von Turbinen für Kleinwasserkraftwerke wird augenscheinlich von der VR China beherrscht, die Wasserturbinen bis 500 und von 500 bis 10000 kW im Rahmen von 21 Serien in 85 Varianten für Fallhöhen von 2 bis 612 m und Wasserdurchsätze von 0,43 bis 8,6 m³/s herstellt. Unter Berücksichtigung der großen Erfahrungen auf dem Gebiet der Kleinwasserkraftwerke von der VR China (1983: 85400 Kleinwasserkraftwerke mit einer installierten Leistung von 7573 MW) schloß die UNO mit ihr 1983 einen Vertrag zum Bau eines wissenschaftlichen und Schulungs-Zentrums für Kleinwasserkraftwerke ab.

Intensiv werden die Arbeiten zum Einsatz von serienmäßigen Pumpen und ihrer Antriebsmotoren als Kleinwasser-Turbosätze vorangetrieben. Dafür kommen axiale Kreiselpumpen und Zentrifugalpumpen mit Asynchronmotoren im Leistungsbereich von 50 bis 5000 kW und für Fallhöhen von 3 bis 100 m in Frage. Die Pumpsätze sind 10 % billiger als serienmäßige Turbinensätze.

In Schweden wurden folgende Lösungen zwecks Investkostensenkung festgelegt: alle Turbinen ohne Leistungsregler und die Propellerturbinen werden mit unregelbarem Leitapparat ausgerüstet, obwohl jenes zu Elektroenergie-Erzeugungsverlusten bis zu 25 % führen kann. Der Einsatz von Prozeß- und Kleinrechnern zur Stauhöhenregulierung, zur Turbinenfahrweise und der automatischen Projektierung von Kleinwasserkraftwerken nimmt weltweit zu.

Österreich machte im Laufe der letzten 50 Jahre gute Erfahrungen mit Asbestzement-Druckrohren. In der VR China werden die Druckrohre im allgemeinen aus Spannbeton hergestellt, aber bei Fallhöhen bis zu 30 m finden Holzdruckrohre ebenfalls breite Anwendung.

Die internationalen Erfahrungen bestätigen, daß eine Senkung der Invest- und Betriebskosten um 12 bis 30 % durch Typprojekte mit standardisierten Baukonstruktionen und einer vollautomatischen Betriebsführung erreicht werden kann.

E. Broßmann, Berlin EA 2129

BUCHER

Wissensspeicher Mikrorechnerprogrammierung

Von *L. Claßen; U. Oefler.* Fachbuchreihe Technische Informatik. Berlin: VEB Verlag Technik 1986. 1. Auflage. 200 Seiten, 33 Bilder, 50 Tafeln. Broschur 20,— Mark. Bestell-Nr. 553 602 8

Der Titel des ersten Bandes der neuen Fachbuchreihe[1]) weckt bei den potentiellen Lesern sicherlich sehr unterschiedliche Erwartungen. Im vorliegenden Wissensspeicher wird über die Programmierung von Mikroprozessorbausteinen der DDR-Produktion informiert. Im Mittelpunkt stehen dabei die durch Programmierung erzeugbaren Einsatzvarianten dieser Schaltkreise und ein Überblick über verfügbare Programmentwicklungswerkzeuge unter dem Betriebssystem UDOS.
Das Buch ist in folgende Abschnitte untergliedert: 1. Einleitung, 2. 8-Bit-Mikroprozessorsystem U 880, 3. 16-Bit-Mikroprozessorsystem U 8000, 4. Einchipmikrorechner U 881/U 882-EMR, 5. Programmiersprache PLZ/ASM, 6. Programmentwicklungsbetriebssystem UDOS, 7. U 880 BASIC-Interpreter, 8. U 883 TINY-MPBASIC und 9. U 880 PASCAL-Interpreter. Ein Anhang mit dem ASCII-Zeichensatz, ein Literaturverzeichnis und ein Sachwörterverzeichnis runden die gelungene Darstellung ab.
Um die Programmierung von Mikroprozessor- und Peripheriebausteinen zu beschreiben, stehen verschiedene Hilfsmittel zur Verfügung. Die Autoren verwenden Befehlslisten, Programmiertabellen und vor allem viele Bilder, was sich im gegebenen Fall als ausgesprochen zweckmäßig erweist.

Die Gliederung des Wissensspeichers, die Darstellung, die Sprache und die fachlichen Voraussetzungen wurden so gewählt, daß ein möglichst breiter Leserkreis angesprochen wird, der allerdings mit den Grundlagen des Aufbaus, der Arbeitsweise und der Programmierung von Mikrorechnern vertraut sein muß, um dieses Nachschlagewerk mit Erfolg zu nutzen.
Besonders hervorzuheben ist auch die Aktualität der in hoher Dichte angebotenen Informationen, wozu auch der Einsatz eines Textverarbeitungssystems beigetragen hat, das eine schnelle Drucklegung ermöglichte.

Dem Kreis von Lesern, die Mikrorechner kennenlernen wollen, sie bereits programmieren, ihren Einsatz beabsichtigen, vorbereiten oder bereits praktizieren, kann dieser Wissensspeicher als Handbuch wärmstens empfohlen werden.

F. Stuchlick, Magdeburg EA 2242

[1]) Siehe auch: *Reichenbach, J.*: Neue Reihe aus unserem Verlag. Technische Informatik. ELEKTRIE, Berlin 40 (1986) 6, S. 237. Die Redaktion

Anmerkung der Redaktion

Die Auslieferung der zweiten Auflage erfolgt voraussichtlich im September 1986.

Die Redaktion

Funktionswerkstoffe der Elektrotechnik und Elektronik

Herausgegeben von *K. Nitzsche* und *H.-J. Ullrich*
Leipzig: VEB Deutscher Verlag für Grundstoffindustrie 1985. 316 Bilder, 110 Tafeln

Wesentliche Innovationsimpulse kommen in den Ingenieurwissenschaften durch neue Werkstoffe und durch tiefere Kenntnisse der Eigenschaften von Werkstoffen. Die hohe Bedeutung, die Elektrotechnik und Elektronik für die weitere Entwicklung aller technischen Disziplinen haben, rechtfertigen es, sich den für sie typischen Werkstoffen in einem Buch zu widmen. Wegen der Vielfalt der Stoffe war es richtig, mit einem Autorenkollektiv zu arbeiten. Allerdings hat darunter die Einheitlichkeit der Darstellungen gelitten.

Behandelt werden die Werkstoffe nach ihrer Anwendung als Leiterwerkstoffe; Halbleiterwerkstoffe; Isolierstoffe; Dielektrika, Paraelektrika und Ferroelektrika; Magnetwerkstoffe; Speicherwerkstoffe; Werkstoffe für Wandler sowie Verbindungs- und spezielle Konstruktionswerkstoffe der Elektrotechnik.
Zu jedem Abschnitt gibt es ein Literaturverzeichnis. Im allgemeinen werden die makroskopischen Eigenschaften der Stoffe durch die mikroskopischen Gesetzmäßigkeiten erläutert. Das ist jedoch nur als Einführung zu sehen. Letztendlich erfolgt fast immer die ausführliche Beschreibung der Eigenschaften unter dem Einfluß von Legierungsbestandteilen oder bestimmter Behandlungsprozeduren.

Leider sind Angaben zum Einfluß von Umgebungseinflüssen, wie sie in der technischen Wirklichkeit vorkommen, nicht enthalten.

Interessant ist die Behandlung von Werkstoffproblemen der Technologie der Mikroelektronik.

Das Buch ist übersichtlich gegliedert und eignet sich daher für Studierende und Praktiker gleichermaßen zum Einarbeiten oder Nachschlagen. Die Literaturstellen, die leider selten später als 1980 erschienen sind, ermöglichen es, sich weiter in Einzelheiten einzuarbeiten.

P.-K. Budig, Karl-Marx-Stadt EA 2212

Wörterbuch der Elektronik. Englisch-Deutsch-Französisch-Niederländisch-Russisch

Moskau: Verlag Russkij Jazyk 1984. 563 Seiten. Kunstledereinband DDR 36,50 M.

Die stürmische Entwicklung der Elektronik als wissenschaftliche und als technische Disziplin sowie die breite Anwendung der Elektronik in der Forschung, Entwicklung und Produktion hat eine Flut von neuen Begriffen zur Folge, die kaum noch zu überblicken ist.
Um so mehr ist es zu begrüßen, daß sich die Autoren die schwierige Aufgabe gestellt haben, den aktuellen Bestand an Begriffen auf dem Sachgebiet der Elektronik zu sichten und von den etwa 50000 geschätzten die wichtigsten auszuwählen. Auswahlkriterien waren dabei für die Autoren in erster Linie der Neuheitsgrad und die Repräsentanz für das Sachgebiet Elektronik. Der Umfang des Wörterbuches ließ die Berücksichtigung von 9000 Begriffen zu.
Berücksichtigung fanden Teilgebiete der Elektronik, wie Mikroelektronik, Quantenelektronik, Optoelektronik, Lasertechnik, Lichtwellenleitertechnik, Holographie, Nachrichtentechnik, Mikrowellentechnik, Radartechnik, Kryoelektronik, Elektroniktechnologie und der Elektronik verwandte Gebiete der Festkörperphysik und Optik. Begriffe der Informationstechnik und der elektronischen Datenverarbeitung wurden nicht mit aufgenommen.
Die Autoren haben bei der Erarbeitung des Wörterbuchs Primärliteratur, wie Lexika, Handbücher und Periodika ausgewertet. Durch die Zuhilfenahme dieser Literatur, die in den USA, in Großbritannien, in der DDR, der BRD, den Niederlanden und der UdSSR erschienen ist, war die Voraussetzung für eine exakte Bedeutungszuordnung der Begriffe in den 5 Sprachen gegeben. Hervorzuheben ist, daß der Wortschatz sich am neuesten Stand orientiert und Begriffe gefunden werden können, die in gleichartigen mehrsprachigen Wörterbüchern bisher noch nicht enthalten sind.
Die sachliche Ordnung geht vom englischen Begriff aus, dem die Begriffe der anderen 4 Sprachen untereinander zugeordnet sind. Jeder dieser Komplexe ist durch den Anfangsbuchstaben und eine Zahl gekennzeichnet, was über ein alphabetisches Register in den anderen 4 Sprachen Deutsch, Französisch, Niederländisch und Russisch das Auffinden der Äquivalente in der jeweils gewünschten Sprache ermöglicht. Wer an die sachliche Ordnung der mehrsprachigen Wörterbücher des Verlags Technik gewöhnt ist (Anordnung der zugehörenden Begriffe nebeneinander), wird anfangs die dadurch gegebene Übersichtlichkeit vermissen, was jedoch den Wert des vorliegenden Wörterbuches nicht wesentlich einschränkt.
Das vorliegende fünfsprachige Wörterbuch kann somit allen auf dem Gebiet der Elektronik tätigen Wissenschaftlern, Ingenieuren und Studenten empfohlen werden. Es wird ihnen insbesondere bei der Auswertung neuester Fachliteratur eine wertvolle Hilfe sein.

H. Maas, Berlin EA 2241

Wirtschaftliche Energieanwendung

Von *W. Riesner, W. Sieber,* Leipzig: VEB Deutscher Verlag für Grundstoffindustrie 1985. 3. überarbeitete Auflage. 390 Seiten, 267 Bilder, 75 Tafeln

In der nunmehr bereits 3. überarbeiteten Auflage stellen namhafte Autoren für einen breiten Interessentenkreis die Vielfalt der Energieanwendung in einer relativ geschlossenen Form dar. Dem Leser wird im einführenden Abschnitt die grundlegende Bedeutung der Energiebedarfsdeckung für die gesellschaftliche Entwicklung vermittelt, und er erhält einen Einblick in den unmittelbaren Zusammenhang der wirtschaftlichen Energieanwendung mit dem betrieblichen Reproduktionsprozeß. Die Auswahl der folgenden Hauptabschnitte zeugt von dem Bestreben, die wirtschaftliche Energieanwendung als Einheit von Erzeugung, Umwandlung, Übertragung und Nutzung darzustellen. Diese komplexe Betrachtungsweise verfolgen die Autoren auch hinsicht-

lich technisch-technologischen Bedingungen der rationellen Energieanwendung und deren leitungsseitigen Einordnung in das System der Planung und Organisation des Produktions- und Reproduktionsprozesses. Das Buch trägt damit dem Anliegen Rechnung, die thematische Breite der Energieanwendung einem großen Leserkreis zu erschließen. Sowohl Konstrukteure, Projektanten und Technologen als auch Ökonomen der unterschiedlichsten Zweige finden für ihre fachliche Aus- und Weiterbildung oder Praxistätigkeit eine wertvolle Wissensbereicherung.

Neben grundsätzlichen Aspekten der Anwendung als Nutzenergieform Wärme, mechanische Energie, Licht- und elektrochemische Energie werden Möglichkeiten der komplexen Nutzung zwangsläufig auftretender Verluste in Form von Sekundärenergie erläutert. Vorangestellt sind Hauptabschnitte zur Bestimmung des Energiebedarfes und seiner Entwicklung in bestimmten Bilanzkreisen unter dem Aspekt der Produktionsentwicklung und des wirtschaftlichen Energieeinsatzes.

Folgerichtig umfaßt die Betrachtung auch den Bereich der Bereitstellung von Gebrauchsenergieträgern im industriellen Bereich, da bereits bei der Gestaltung von Versorgungs- und Verteilungssystemen Grundrichtungen einer wirtschaftlichen Anwendung bestimmt werden.

Ein gesonderter Abschnitt behandelt die energetische Prozeßanalyse, die Grundlage der Beeinflussung durch Betriebsführung, Technologie sowie Konstruktion von Anwendungsanlagen ist. Damit werden wesentliche Voraussetzungen zur Erarbeitung von Kennziffern und Normen des Energieträgereinsatzes vermittelt.

Das Buch ist in seinen Hauptabschnitten offensichtlich nach dem Spezialgebiet der einzelnen Autoren zusammengestellt. So ist es zu erklären, daß mitunter bei der Abgrenzung der Abschnitte Überschneidungen in Erscheinung treten.

Nach Überarbeitung der ersten Auflage ist jedoch hinsichtlich eines systematischen Aufbaus eine spürbare Verbesserung erreicht worden, so daß mit der dritten Auflage lediglich eine Aktualisierung von Daten erforderlich war. Die ab 1984 gültigen neuen Tarifbestimmungen für Energieträger wurden allerdings noch nicht berücksichtigt.

Es bleibt zu wünschen, daß dieses bekannte und verbreitete Fachbuch weiterhin auf aktuellem Stand gehalten wird, den Erfordernissen so entspricht wie jetzt und es künftig neben der Industrie auch die übrigen Bereiche verstärkt einbezieht.

J. Zielbauer, Zittau EA 2265

Sicherheitstechnische Eigenschaften und Einsatzbedingungen von Niederspannungs-Schaltgeräten

Von *H. Strnad* und *R. H. Korell.* Sonderschrift Nr. 12 der Bundesanstalt für Arbeitsschutz Dortmund/BRD 1984, 541 Seiten, 209 Bilder, 27 Tabellen, 135 Lit.

Das Handbuch soll „dem Anwender Informationen über sicherheitstechnische Eigenschaften und Einsatzbedingungen von Niederspannungs-Schaltgeräten in Stromkreisen mit Sicherheitsverantwortung" vermitteln. Wichtige Niederspannungs-Schaltgeräte werden daher vorrangig unter sicherheitstechnischen Aspekten analysiert. Es sind dies folgende Betriebsmittel: Leistungs (Motor)schütze, Hilfsschütze, NOT-AUS-Befehlsgeräte, NOT-AUS-Schalter (vorrangig in konstruktiver Ausführung als Nockenschalter, aber auch als Motorstarter und Leistungsschalter), Grenztaster, Näherungsschalter, Hauptschalter (vorrangig in konstruktiver Ausführung als Nockenschalter) und Bremsgeräte. Letztere sind jedoch keine Niederspannungs-Schaltgeräte. Jedes der oben genannten 8 Betriebsmittel wird auf etwa 60 Seiten nach stets gleichem Schema analysiert und dargestellt:

1. Konstruktive und sicherheitstechnische Aspekte von Niederspannungs-Schaltgeräten. Hier werden die Teilsysteme Schaltsystem, Antriebssystem, Montage, schaltungstechnische Integration (Applikation des Betriebsmittels in der Anlage) und Sicherheit/Zuverlässigkeit marktüblicher Erzeugnisse beschrieben.

2. Zielsystem „Sicheres Niederspannungs-Schaltgerät". Hier werden die Auswahlmerkmale für sichere Niederspannungs-Schaltgeräte ausgewählt und systematisiert sowie die gerätespezifischen und anwenderorientierten Festlegungen aus gesetzlichen Regelungen und Vorschriften angegeben.

3. Beschreibung und Analyse ausgewählter Niederspannungs-Schaltgeräte. Hier werden jeweils 6 Fabrikate marktbestimmender Erzeugnisse mittels der unter Punkt 2 festgelegten Auswahlmerkmale analysiert (Weltstandsvergleich).

4. Einsatzbeispiele für Niederspannungs-Schaltgeräte in Anwendungsfällen mit sicherheitstechnischer Relevanz bezüglich Personenschäden. Hier werden Beispiele zur konstruktiven Ausführung und Montage marktüblicher Erzeugnisse sowie Schaltungsbeispiele gezeigt.

5. Sammlung mit einschlägigen DIN-Normen und VDE-Bestimmungen. Hier werden für die jeweiligen Betriebsmittel die zutreffenden normsetzenden Dokumente und stichpunktartig deren Inhalt aufgelistet.

Das Handbuch wendet sich an alle mit Sicherheit und Arbeitsschutz befaßten Fachkräfte der BRD, wie Wartungs- und Reparaturfachleute, Anlagenplaner und Entwicklungsingenieure.

Für den in der DDR mit der gleichen Materie befaßten Ingenieur stellt das Handbuch einen umfassenden Überblick über die in der BRD gültigen Normen und Technischen Regeln sowie deren Anwendung und konstruktive Umsetzung dar. Bei der Entwicklung von Niederspannungs-Schaltgeräten für den internationalen Markt muß jedoch beachtet werden, daß die dem Handbuch zugrundeliegende nationale Norm über Niederspannungs-Schaltgeräte VDE 0660 Ausgabe 1968 noch nicht mit den zutreffenden IEC-Standards harmonisiert ist.

P. Focke, Dresden EA 2225

Handbuch Dioden, Thyristoren, optoelektronische Bauelemente

Herausgegeben von *N. N. Gorjunova.* Moskau: Verlag Energoatomisdat 1985. 744 Seiten, zahlreiche einfarbige Bilder und Tafeln. Kunstleder 12,50 Mark. NK 45-84/217

und

Handbuch Transistoren

Herausgegeben von *N. N. Gorjunova.* Moskau: Verlag Energoatomisdat 1985. 902 Seiten, zahlreiche einfarbige Bilder und Tafeln. Kunstleder 16,— Mark. NK 45-84/218

Die in zweiter, überarbeiteter und erweiterter Auflage vorliegenden Bücher enthalten einleitend eine Klassifikation für Dioden, Thyristoren und optoelektronische Bauelemente bzw. für Transistoren mit wichtigen Festlegungen zu Bezeichnungen, Schaltzeichen, Kurzzeichen, technischen Parametern usw. sowie Angaben zu gültigen Standards. Im Handbuch zu Dioden, Thyristoren und optoelektronischen Bauelementen werden in den folgenden drei Kapiteln auf 529 Seiten Gleichrichterdioden einschließlich Blöcke, Universal- und Schaltdioden einschließlich Dioden-Netzwerke, Z-Dioden, Kapazitätsdioden, Tunneldioden usw., auf 66 Seiten Thyristoren und auf 81 Seiten optoelektronische Bauelemente (fotoelektrische Dioden, Ziffern- und Symbolanzeigen, optoelektronische Koppelelemente) vorgestellt.

Im Handbuch zu Transistoren werden in den der Einleitung folgenden neun Kapiteln auf 861 Seiten insgesamt 251 Grundtypen von Transistoren aller Art behandelt. Dabei sind stets — wie in Datensammlungen üblich — Bauformen, technische Daten usw. angegeben. Die Typenangaben — bereits in den Inhaltsverzeichnissen nach Anwendungsklassen geordnet — ermöglichen ein rasches Auffinden der Daten eines jeden behandelten Bauelementes.

Im Handbuch zu Transistoren wird die Orientierung durch ein am Ende angeordnetes sechsseitiges alphabetisches Typenverzeichnis noch weiter erleichtert.

Auch mit diesen beiden Datenbüchern zu sowjetischen Halbleiterbauelementen wird ein Beitrag zur immer besseren Befriedigung der Informationsbedürfnisse vor allem der Anwenderindustrie geleistet. Die Bücher können einem sehr breiten Nutzerkreis empfohlen werden.

G. Graichen, Karl-Marx-Stadt EA 2248

Unseren jungen Autoren empfehlen wir, bei der Anfertigung von Manuskripten für die Fachzeitschrift ELEKTRIE die

Hinweise für unsere Autoren

zu berücksichtigen. Die Hinweise zur Gestaltung von Manuskripten können Sie jederzeit bei der Redaktion anfordern oder im Heft 6/85 nachlesen.

Die Redaktion

Documentation

Rauch, M.; Kühne, E.: **Optimization of the Control of Stepping Motors**

ELEKTRIE, Berlin 40 (1986) 8, pp. 284—287, 10 Figs., 2 Tables, 7 Refs.

Stepping motors are described approximately by formula. The control in an open control system as well as the use of a feedback are evaluated in connection with the possible motion phases. The selection of the measured quantities is done from the technical-economical view. The improvement of the dynamics by inserting a feedback is the object of the proposed optimizing possibilities.

Zimmermann, R.: **Torque Generation in Inverter Feeded Asynchronous Machines**

ELEKTRIE, Berlin 40 (1986) 8, pp. 288—291, 5 Figs., 31 Equations, 22 Refs.

In inverter feeded asynchronous machines occure parasitical torques, caused by the non-sinusoidal feeding. These parasitical torques are classified in asynchronous harmonic moments and oscillating moments of the 1st, 2nd and 3rd order. Computing equations of those moments are derived from the flux interlinking mechanism. The computing results are compared with measured ones.

Bayer, H.: **To the Operating Mode of Compounding Equipments of Brushless Three-Phase Synchronous Generators**

ELEKTRIE, Berlin 40 (1986) 8, pp. 291—294, 10 Figs., 19 Equations, 11 Refs.

By reducing the functional diagram of a brushless generator to the essential components it succeeds in giving an equivalent network, which may be evaluated analytically, and in drawing the appertaining vector diagrams. Starting from this the equations of the currents and voltages may be set up, and all essential electrical quantities of the exciting side may be computed.

Börner, G.; Eberhardt, M.; Berthold, V.: **To the Evaluation of the Long-Time Behaviour of the Winding Insulation of Low-Voltage Asynchronous Machines**

ELEKTRIE, Berlin 40 (1986) 8, pp. 295—298, 8 Figs., 2 Equations, 6 Refs.

The influence of the thermal, mechanical, and climatic load on the down time of the motoretten test is illustrated. This test is a method of determination of the long-time behaviour of insulating systems for low-voltage asynchronous machines. It is discussed, to what extent the results of the motoretten test may be transmitted to the continuous reversible test of complete machines.

Biesenack, H.; Andrae, U.; Neundorf, R.; Richter, U.: **To the Constructive Designing of End Shields of Electrical Machines with Considering the Thermal Dissipation**

ELEKTRIE, Berlin 40 (1986) 8, pp. 298—299, 4 Figs., 1 Ref.

In electrical machines with surface cooling the designing of the end shields has a great importance. With regard to the cooling air guidance increased requirements are resulting, when the machine is covered with a hood. Specific streaming measurements will be necessary.

Zimmermann, R.: **Fourier Analysis of the Voltages and Currents at the Asynchronous Machines Feeded with Intermediate Circuit Inverter**

ELEKTRIE, Berlin 40 (1986) 8, pp. 300—304, 11 Figs., 2 Tables, 40 Equations, 10 Refs.

To the description of the operating behaviour of the asynchronous machine, feeded with intermediate circuit inverter, the knowledge of the spectrum of the voltage and the current is necessary. Starting from the switching angles of the inverter valve the Fourier series of the voltages in the inverter and at the asynchronous machine are set up and compared one with another. By means of the voltage equations of the asynchronous machine the spectrum of the current is determined.

Neundorf, R.; Zeise, M.: **Microcomputer Aided Measuring Value Acquisition System for Electrical Machines**

ELEKTRIE, Berlin 40 (1986) 8, pp. 305—306, 1 Fig., 4 Refs.

Starting from the requirements to the acquisition, preocessing and storing of experimentally determined results a measuring value acquisition and processing system is represented. Particularly, the measuring quantities temperature, streaming velocity, and sound level of electrical machines are detected. A microcomputer MC 80 is the base of that system.

Schumann, R.; Jahn, L.: **Computing the Influence of the Texture on the Coercive Field Strength of Polycrystalline Permanent Magnets**

ELEKTRIE, Berlin 40 (1986) 8, pp. 306—310, 6 Figs., 19 Equations, 30 Refs.

A computing method of the dependence of the remanent ($\overline{H_R}$) and magnetizing coercive field strength ($\overline{H_C}$) versus the orienting degree of the particles within a polycrystalline permanent magnet is represented.

Документация

Раух, М.; Кюне, Г.: **Оптимизация в управлении шаговыми электродвигателями**

ELEKTRIE, Берлин 40 (1986) 8, стр. 284—287, 10 рис., 2 таб., 7 лит.

Приводится приблизительное описание шаговых электродвигателей посредством формул. Дается оценка процесса управления в открытой цепи управления и использования обратной связи относительно допустимых фаз движения. Выбор измерительных величин осуществляется на технико-экономической основе. Улучшение динамики за счет введения обратной связи является основной задачей предлагаемых методов оптимизации.

Циммерманн, Р.: **Образование крутящего момента в асинхронных двигателях с питанием от вентильного преобразователя тока**

ELEKTRIE, Берлин 40 (1986) 8, стр. 288—291, 5 рис., 31 уравн., 22 лит.

В асинхронных двигателях с питанием от вентильного преобразователя тока возникают паразитарные моменты, обусловленные несинусоидальным подводом тока. Эти паразитарные моменты разделяются на асинхронные высшей гармоники и колебательные моменты 1, 2 и 3 степени. Из механизма сцепления потока выводятся уравнения для расчета этих моментов. Проводится сопоставление результатов вычисления с измерительными величинами.

Байёр, Х.: **О принципе действия устройств компаундирования в бесщеточных синхронных генераторах трехфазного тока**

ELEKTRIE, Берлин 40 (1986) 8, стр. 291—294, 10 рис., 19 уравн., 11 лит.

За счет сокращения основных элементов в функциональной схеме бесщеточного генератора создается возможность анализа эквивалентной схемы и изображения соответствующих векторных диаграмм. На этой основе могут составляться уравнения для расчета токов и напряжений, а также основных электрических параметров на стороне возбуждения.

Бёрнер, Г.; Эберхардт, М.; Бертхольд, В.: **К вопросу оценки долговременных характеристик изоляции обмоток в низковольтных асинхронных двигателях**

ELEKTRIE, Берлин 40 (1986) 8, стр. 295—298, 8 рис., 2 уравн., 6 лит.

Для симуляционного теста мини-машин, представляющего собой способ определения долговременной характеристики систем изоляции низковольтных асинхронных машин, рассматривается влияние термической, механической и климатической нагрузки на время отказа. Обсуждается вопрос о применяемости результатов данного теста для длительного теста реверсирования комплексных машин.

Бизенак, Х.; Андрэ, У.; Нойндорф, Р.; Рихтер, У.: **К вопросу конструкции подшипниковых щитов в электрических машинах с учетом теплоотдачи**

ELEKTRIE, Берлин 40 (1986) 8, стр. 298—299, 4 рис., 1 лит.

В электрических машинах с поверхностным охлаждением большое значение придается форме подшипниковых щитов. Повышенные требования предъявляются вследствие этого к подводу струи охлаждающего воздуха, особенно в случае наличия у машины кожуха. В этом случае необходимо проведение специальных измерений потока.

Циммерманн, Р.: **Проведение анализа Фурье для напряжений и токов в асинхронном двигателе с питанием от статического преобразователя частоты с промежуточным контуром**

ELEKTRIE, Берлин 40 (1986) 8, стр. 300—304, 11 рис., 2 табл., 40 уравн., 10 лит.

Для описания рабочих характеристик асинхронного двигателя с питанием от статического преобразователя частоты с промежуточным контуром необходимо иметь представление о диапазонах напряжения и тока. На основе углов коммутации вентилей инвертора составляются и сравниваются ряды Фурье для напряжений в инверторе и асинхронном двигателе. Посредством уравнений для расчета напряжений в асинхронном двигателе определяется диапазон тока.

Нойндорф, Р.; Цайзе, М.: **Система обработки измерительных величин на основе микро-ЭВМ для электрических машин**

ELEKTRIE, Берлин 40 (1986) 8, стр. 305—306, 1 рис., 4 лит.

Описывается система сбора и обработки измерительных величин исходя из требований, предъявляемых к сбору, обработке и запоминанию результатов, полученных в процессе экспериментов. В первую очередь обрабатываются такие измерительные величины, как температура, скорость течения и уровень звука в электрических машинах. Система создана на основе микрокомпьютера МС 80.

Шуманн, Р.; Йан, Л.: **Расчет влияния текстуры на коэрцитивную напряженность поля поликристаллического постоянного магнита**

ELEKTRIE, Берлин 40 (1986) 8, стр. 306—310, 6 рис., 19 уравн., 30 лит.

Приводится метод расчета зависимости коэрцитивной напряженности поля с остаточной намагниченностью ($\overline{H_R}$) и намагниченностью ($\overline{H_C}$) в зависимости от направленности частиц в поликристаллическом постоянном магните

Rauch, M.; Kühne, E.: **Optimierung der Ansteuerung von Schrittmotoren**

ELEKTRIE, Berlin 40 (1986) 8, S. 284—287, 10 Bilder, 2 Tafeln, 7 Lit.

Schrittmotoren werden näherungsweise formelmäßig beschrieben. Die Ansteuerung in offener Steuerkette sowie die Nutzung einer Rückkopplung werden im Zusammenhang mit den möglichen Bewegungsphasen bewertet. Die Meßgrößenauswahl erfolgt aus technisch-ökonomischer Sicht. Die Verbesserung der Dynamik durch Einbau einer Rückkoppelung ist Zielstellung der vorgeschlagenen Optimierungsmöglichkeiten.

Zimmermann, R.: **Drehmomentenbildung bei stromrichtergespeisten Asynchronmaschinen**

ELEKTRIE, Berlin 40 (1986) 8, S. 288—291, 5 Bilder, 31 Gln., 22 Lit.

Bei stromrichtergespeisten Asynchronmaschinen treten bedingt durch die nichtsinusförmige Einspeisung parasitäre Momente auf. Diese parasitären Momente werden in asynchrone Oberschwingungsmomente und Pendelmomente 1., 2. und 3. Ordnung klassifiziert und aus dem Flußverkettungsmechanismus Berechnungsgleichungen für diese Momente abgeleitet. Die Berechnungsergebnisse werden mit Meßergebnissen verglichen.

Bayer, H.: **Zur Funktionsweise von Kompoundierungseinrichtungen bürstenloser Drehstrom-Synchrongeneratoren**

ELEKTRIE, Berlin 40 (1986) 8, S. 291—294, 10 Bilder, 19 Gln., 11 Lit.

Durch die Reduzierung des Wirkschaltplanes eines bürstenlosen Generators auf die wesentlichen Elemente gelingt es, eine analytisch auswertbare Ersatzschaltung anzugeben und die dazugehörenden Zeigerdiagramme zu zeichnen. Davon ausgehend können die Gleichungen der Ströme und Spannungen aufgestellt und alle wesentlichen elektrischen Größen auf der Erregerseite berechnet werden.

Börner, G.; Eberhardt, M.; Berthold, V.: **Zur Beurteilung des Langzeitverhaltens der Wicklungsisolierung von Niederspannungs-Asynchronmaschinen**

ELEKTRIE, Berlin 40 (1986) 8, S. 295—298, 8 Bilder, 2 Gln., 6 Lit.

Für den Motorettentest, der ein Verfahren zur Bestimmung des Langzeitverhaltens von Isoliersystemen für Niederspannungs-Asynchronmaschinen ist, wird der Einfluß der thermischen, mechanischen und klimatischen Belastung auf die Ausfallzeit dargestellt. Es wird diskutiert, inwieweit die Ergebnisse des Motorettentests auf den Dauerreversiertest von kompletten Maschinen übertragen werden können.

Biesenack, H.; Andrae, U.; Neundorf, R.; Richter, U.: **Zur konstruktiven Gestaltung von Lagerschilden elektrischer Maschinen unter Beachtung der Wärmeabgabe**

ELEKTRIE, Berlin 40 (1986) 8, S. 298—299, 4 Bilder, 1 Lit.

Für oberflächengekühlte elektrische Maschinen kommt der Gestaltung der Lagerschilde große Bedeutung zu. Im Hinblick auf die Führung der Kühlluft ergeben sich dann erhöhte Anforderungen, wenn die Maschine mit einer Haube verkleidet wird. Spezielle Strömungsmessungen werden erforderlich.

Zimmermann, R.: **Fourieranalyse der Spannungen und Ströme an der mit Zwischenkreisumrichter gespeisten Asynchronmaschine**

ELEKTRIE, Berlin 40 (1986) 8, S. 300—304, 11 Bilder, 2 Tafeln, 40 Gln., 10 Lit.

Zur Beschreibung des Betriebsverhaltens der mit Zwischenkreisumrichter gespeisten Asynchronmaschine ist die Kenntnis des Spektrums der Spannung und des Stromes notwendig. Ausgehend von den Schaltwinkeln der Wechselrichterventile werden die Fourierreihen der Spannungen im Wechselrichter und an der Asynchronmaschine aufgestellt und miteinander verglichen. Über die Spannungsgleichungen der Asynchronmaschine wird das Spektrum des Stromes bestimmt.

Neundorf, R.; Zeise, M.: **Mikrorechnergestütztes Meßwerterfassungssystem für elektrische Maschinen**

ELEKTRIE, Berlin 40 (1986) 8, S. 305—306, 1 Bild, 4 Lit.

Ausgehend von den Anforderungen an die Erfassung, Verarbeitung und Speicherung experimentell gewonnener Ergebnisse wird ein Meßwerterfassungs- und Verarbeitungssystem vorgestellt. Vorrangig werden die Meßgrößen Temperatur, Strömungsgeschwindigkeit und Schallpegel bei elektrischen Maschinen erfaßt. Grundlage dieses Systems ist ein Mikrorechner MC 80.

Schumann, R.; Jahn, L.: **Berechnung des Einflusses der Textur auf die Koerzitivfeldstärke polykristalliner Dauermagnete**

ELEKTRIE, Berlin 40 (1986) 8, S. 306—310, 6 Bilder, 19 Gln., 30 Lit.

Es wird ein Berechnungsverfahren für die Abhängigkeit der Remanenz-($\overline{H_R}$) und Magnetisierungskoerzitivfeldstärke ($\overline{H_C}$) vom Ausrichtungsgrad der Teilchen in einem polykristallinen Dauermagneten angegeben.

Herausgeber	Kammer der Technik, Fachverband Elektrotechnik
Verlag	VEB Verlag Technik DDR-1020 Berlin, Oranienburger Str. 13/14 Telegrammadresse: Technikverlag Berlin Telefon: 28700; Telex: 011222 8 techn. dd
Verlagsdirektor	Dipl.-Ing. *Klaus Hieronimus*
Redaktion	Dr.-Ing. *Klaus Heide*, Verantwortlicher Redakteur (Telefon: 2870345)
Lizenz-Nr.	1100 des Presseamtes beim Vorsitzenden des Ministerrates der Deutschen Demokratischen Republik
Gesamtherstellung	III/18/328 Messedruck Leipzig, BT Borsdorf 7122 Borsdorf
Gestalter	*Eckhardt Natorp* (Telefon: 2870287)
Anzeigenannahme	Für Bevölkerungsanzeigen alle Anzeigenannahmestellen in der DDR, für Wirtschaftsanzeigen der VEB Verlag Technik, 1020 Berlin, Oranienburger Str. 13/14, PSF 201 Anzeigenpreisliste Nr. 7 Auslandsanzeigen: Interwerbung GmbH, DDR-1157, Berlin, Hermann-Duncker-Str. 89
Erfüllungsort und Gerichtsstand	Berlin-Mitte. Der Verlag behält sich alle Rechte an den von ihm veröffentlichten Aufsätzen und Abbildungen, auch das der Übersetzung in fremde Sprachen, vor. Auszüge, Referate und Besprechungen sind nur mit voller Quellenangabe zulässig.
AN (EDV)	6730
Erscheinungsweise Heftpreis	monatlich 1 Heft 2,50 M, Abonnementpreis vierteljährlich 7,50 M. Auslandspreise sind den Zeitschriftenkatalogen des Außenhandelsbetriebes BUCHEXPORT zu entnehmen.
Bezugsmöglichkeiten	
DDR	sämtliche Postämter
SVR Albanien	Direktorije Quendrore e Perhapjes dhe Propaganditit te Librit Rruga Konference e Pezes, Tirana
VR Bulgarien	Direkzia R. E. P., 11a, Rue Paris, Sofia
VR China	China National Publications Import and Export Corporation, West Europe Department, P. O. Box 88 Beijing
ČSSR	PNS – Ústřední Expedicia a Dovoz Tisku Praha, Slezská 11, 12000 Praha 2 PNS, Ustredna Expedicia a Dovoz Tlače, Pošta 022, 88547 Bratislava
SFR Jugoslawien	Jugoslovenska Knijiga, Terazije 27, Beograd; Izdavačko Knjižarsko Produzeće MLADOST, Ilica 30, Zagreb
Koreanische DVR	CHULPANMUL Korea Publications Export & Import Corporation, Pyongyang
Republik Kuba	Empresa de Comercio, Exterior de Publicationes, O'Reilly No. 407, Ciudad Habana
VR Polen	C. K. P. i. W. Ruch, Towarowa 28, 00-958 Warszawa
SR Rumänien	D. E. P. Bucaresti Piata Scinteii, Bucaresti
UdSSR	Städtische Abteilungen von Sojuzpečat' oder Postämter und Postkontore
Ungarische VR	P. K. H. I., Külföldi Elöfizetési Osztály, P. O. Box 16, 1426 Budapest
SR Vietnam	XUNHASABA 32, Hai Ba Trung, Hà Nôi
BRD und Berlin (West)	ESKABE Kommissions-Grossobuchhandlung, Postfach 36, 8222 Ruhpolding/Obb.; Helios Literatur-Vertriebs-GmbH, Eichborndamm 141 – 167, Berlin (West) 52; Kunst und Wissen Erich Bieber OHG, Postfach 46, 7000 Stuttgart 1; Gebrüder Petermann, BUCH + ZEITUNG INTERNATIONAL, Kurfürstenstraße 111, Berlin (West) 30
Österreich	Helios Literatur-Vertriebs-GmbH & Co. KG, Industriestraße B 13, 2345 Brunn am Gebirge
Schweiz	Verlagsauslieferung Wissenschaft der Freihofer AG, Weinbergstr. 109, 8033 Zürich
Alle anderen Länder	örtlicher Fachbuchhandel; BUCHEXPORT Volkseigener Außenhandelsbetrieb der Deutschen Demokratischen Republik, DDR-7010 Leipzig, Postfach 160; und Leipzig Book Service, DDR-7010 Leipzig, Talstraße 29

Auslieferung in diesen Tagen

Elektrotechnische Schaltgeräte

Von Dr.-Ing. Heinz Bätz und Dipl.-Ing. Siegfried Rutzen. 6., stark bearbeitete Auflage. 188 Seiten, 177 Bilder, 20 Tafeln, Kunstleder, DDR 14,— M, Ausland 24,— DM.
Bestellangaben: 5536167/Bätz, Schaltgeräte

Fachschullehrbuch für die Grundstudienrichtung Elektroingenieurwesen, Fachrichtungen Elektroenergieanlagen sowie Elektrische Maschinen und Geräte.

Behandelt werden die theoretischen Grundlagen, die technische Ausführung und wichtige Kriterien für die Auswahl und den Einsatz von elektrotechnischen Schaltgeräten für Hoch- und Niederspannung. Die durchgehend straffe Darstellung ist orientiert am Lehrprogramm der Fachschulen. Für die vorliegende Auflage ist eine Bearbeitung unter Mitwirkung eines zweiten Autors erfolgt.

Neben der Berücksichtigung neuer technischer Erkenntnisse und Entwicklungen im Fachgebiet wurden besonders die Abschnitte über Erwärmung, Kraftwirkungen des elektrischen Stroms sowie Magnetberechnung erweitert.

Nach einer Einführung über die wichtigsten Schaltvorgänge in elektrischen Stromkreisen unter weitgehender Einbeziehung der Laplace-Transformation werden der Lichtbogen, seine Entstehung und Löschung mit Darstellung der Löschprinzipien und ihrer Anwendung in den einzelnen Schalterarten erläutert. Ausführungen über Kontakte, Erwärmungsprobleme, Kraftwirkungen und Schalterantriebe folgen. Die letzten Abschnitte sind der konstruktiven Gestaltung von Niederspannungs- und Hochspannungsschaltgeräten gewidmet; neue Erzeugnisse der Schaltgeräteindustrie der DDR sind einbezogen.

Außer für seinen Einsatz im Fachschulstudium ist das Buch als gute Unterstützung für in der Praxis tätige Elektroingenieure geeignet, die ihre Kenntnisse über elektrotechnische Schaltgeräte auffrischen wollen.

Lichtwellenleiter in Energie- und Automatisierungsanlagen

Von Prof. Dr.-Ing. Dieter Engelage. 1. Auflage. 236 Seiten, 145 Bilder, 11 Tafeln, Kunstleder, DDR 24,— M, Ausland 36,— DM. Bestellangaben: 5536175/Engelage, Lichtleiter

Das Buch beschäftigt sich ausführlich mit Grundlagen und Anwendungen der Lichtwellenleiter, wobei Beispiele aus der Energie- und Automatisierungstechnik überwiegen. Besonderer Wert wurde auf Prinziplösungen gelegt, die durch die rasante Entwicklung auf diesem Gebiet nicht so schnell überholt werden.

Die Elemente der optischen Wellenleiter-Technik, wie Sender, Empfänger, Verbindungen, Verzweiger und Schalter werden ebenso ausführlich behandelt wie der Entwurf von Systemen und Netzen oder die Kopplung der Nachrichten- und Prozeßdatenverarbeitung auf der Grundlage von Lichtwellenleitern. An Beispielen aus der Meßwerterfassung, Sensortechnik und Automatisierung wird die Bedeutung dieser neuen Technologie demonstriert. Das Buch wird getragen durch langjährige Forschungsarbeiten und Vorlesungen an der Ingenieurhochschule Zittau. Die neuesten internationalen Entwicklungstrends sind enthalten. Die einzelnen Abschnitte sind so gestaltet, daß man sie auch ohne Lektüre der vorhergehenden Abschnitte gut verstehen kann.

Im Fachbuchhandel erhältlich

VEB VERLAG TECHNIK BERLIN

ISSN 0013 — 5399
ELEKTRIE · Berlin 40 (1986) 8 · S. 281 — 320

6730 8 177 027 405
KOMB KERAM WERKE
8612 7001 0136 DE 8

Neuerscheinung

Erkenntnismethoden in den Technikwissenschaften

Eine methodologische Analyse und philosophische Diskussion der Erkenntnisprozesse in den Technikwissenschaften

Herausgegeben von Dr. sc. phil. Gerhard Banse und Prof. Dr. sc. phil. Helge Wendt
192 Seiten, 12 Bilder, 6 Tafeln, Broschur, DDR 24,— M, Ausland 28,— DM.
Bestellangaben: 553 562 3/Banse, Erkenntnismethoden

Zur Beschleunigung des wissenschaftlich-technischen Fortschritts und zum Erreichen des dazu notwendigen Erkenntniszuwachses und -vorlaufs muß vor allem die technische Forschungs- und Entwicklungsarbeit rationalisiert und intensiviert werden. Auf Rationalisierungslösungen, die sich in der „Serienproduktion" bewährt haben, kann dazu nicht ohne weiteres zurückgegriffen werden, weil die Einmaligkeit der technischen Forschungs- und Entwicklungsarbeit die Anwendung derartiger Lösungen ganz und gar verhindert oder weil mit ihrer Anwendung nur ein geringer Effektivitätszuwachs erreicht wird. Eine durchgreifende qualitative Veränderung ist also nur möglich, wenn unter Beachtung der Besonderheiten technischer Forschungs- und Entwicklungsarbeiten verallgemeinerte Methoden zum Erkenntnisgewinn dem ngenieur oder technischen Forscher (als dem „Erkenntnisgewinner") bewußt und bekannt gemacht werden und von ihm nicht nur zufällig und intuitiv, sondern zielgerichtet und bewußt angewendet werden.

Mit der vorliegenden Broschüre soll ein Beitrag zur Lösung dieser anspruchsvollen Aufgabe geleistet werden. Ein Kollektiv aus prädestinierten Gesellschafts- und Technikwissenschaftlern hat erstmalig in relativ geschlossener Form und in einer dem Ingenieur verständlichen Sprache eine „methodologische Analyse und philosophische Diskussion der Erkenntnisprozesse in den Technikwissenschaften" (Untertitel) vorgelegt. Darin wird — ausgehend von erkenntnistheoretischen Grundpositionen und methodischen Grundprinzipien — ein Überblick über die Erkenntnismethoden in den Technikwissenschaften (Heuristik, Mathematische Modellierung, Experimentelle Methode, Informationsgewinnung und -verarbeitung, Praxiserfahrungen, Erkenntnisgewinn aus der Technikgeschichte) gegeben, ihre Möglichkeiten und Grenzen gezeigt. Es wird deutlich, daß es nicht darum geht, die Erkenntnismethoden um ihrer selbst willen zu propagieren, sondern daß ihr bewußter Einsatz im Zusammenwirken mit dem Wissen, den Kenntnissen, Erfahrungen, Fähigkeiten und Fertigkeiten des schöpferisch tätigen Ingenieurs oder Technikwissenschaftlers eine unerschöpfliche Quelle zur Rationalisierung und Effektivitätssteigerung seiner Arbeit ist.

HAUPTABSCHNITTE

Erkenntnistheoretische Grundfragen der Technikwissenschaften

Problemtypen in den Technikwissenschaften

Struktur der Beziehungen zwischen naturwissenschaftlichen Erkenntnissen und technischen Lösungen

Erkenntnismethoden in den Technikwissenschaften

Das Gefüge der Erkenntnismethoden in den Technikwissenschaften.

Auslieferung in diesen Tagen durch den Fachbuchhandel

VEB VERLAG TECHNIK BERLIN